

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-187664

(43)Date of publication of application : 09.07.1999

(51)Int.CI. H02M 3/338
H02M 3/28

(21)Application number : 09-352696 (71)Applicant : MURATA MFG CO LTD

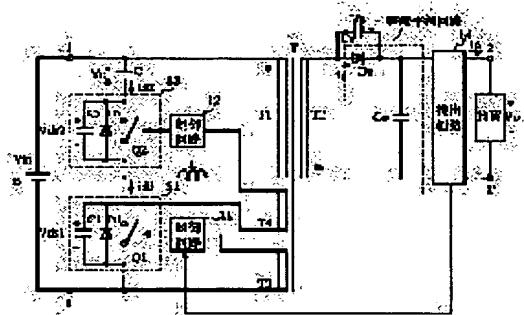
(22)Date of filing : 22.12.1997 (72)Inventor : HOSOYA TATSUYA

(54) SWITCHING POWER SOURCE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a highly efficient, small, light and inexpensive switching power circuit with less noise by dissolving the defects of a ringing choke converter.

SOLUTION: A first switch circuit S1 is constituted of a parallel circuit of a switch element Q1, a diode D1 and a capacitor C1. A second switch circuit S2 is constituted of a parallel circuit of a switch element Q2, a diode D2 and a capacitor C2. Then, a series resonance circuit constituted of the second switch circuit S2, a capacitor C and an inductor L is constituted. Control circuits 11 and 12 which are mutually turned on/off by providing inbetween a period, when the switch elements are turned off, are provided. A capacitor Cs is connected in parallel to a rectifying element Ds and a resonance period by the capacitor Cs is provided.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 07.09.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 05.01.2001

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3201324

[Date of registration] 22.06.2001

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2001-01406

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 02.02.2001

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-187664

(43) 公開日 平成11年(1999)7月9日

(51) Int. C1. 6

H 02 M 3/338
3/28

識別記号

F I

H 02 M 3/338
3/28

A
Q
R

審査請求 未請求 請求項の数 21 O L

(全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平9-352696

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡京市天神二丁目26番10号

(22) 出願日 平成9年(1997)12月22日

(72) 発明者 細谷 達也

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式会社村田製作所内

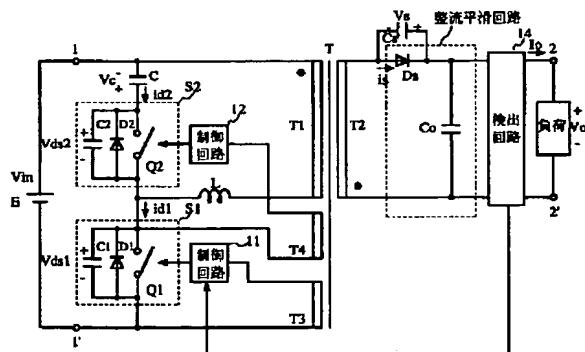
(74) 代理人 弁理士 小森 久夫

(54) 【発明の名称】スイッチング電源装置

(57) 【要約】

【課題】 リンギングチョークコンバータの欠点を解消して、高効率、低ノイズ、小型軽量、低コストのスイッチング電源回路を提供する。

【解決手段】 第1のスイッチ回路S1をスイッチ素子Q1、ダイオードD1およびキャパシタC1の並列回路で構成し、第2のスイッチ回路S2をスイッチ素子Q2、ダイオードD2およびキャパシタC2の並列回路で構成し、第2のスイッチ回路S2、キャパシタC、インダクタLとからなる直列共振回路を構成し、第1、第2のスイッチ素子Q1、Q2を、両スイッチ素子が共にオフする期間を挟んで交互にオンオフする制御回路11、12を設け、整流素子DsにキャパシタCsを並列に接続してキャパシタCsによる共振期間を設ける。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 トランスTの1次巻線とインダクタLとの直列回路に、第1のスイッチ回路と入力電源が直列に接続されるとともに第2のスイッチ回路とキャパシタCの直列回路が前記トランスTの1次巻線と前記インダクタLとの直列回路に並列に接続され、前記トランスTの2次巻線に整流素子D_sを含む整流平滑回路が設けられたスイッチング電源装置において、

第1のスイッチ回路を第1のスイッチ素子Q1、第1のダイオードD1、および第1のキャパシタC1の並列接続回路で構成し、

第2のスイッチ回路を第2のスイッチ素子Q2、第2のダイオードD2、および第2のキャパシタC2の並列接続回路で構成し、

第1・第2のスイッチ素子を両スイッチ素子が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフするスイッチング制御回路を設けるとともに、

前記整流平滑回路の整流素子D_sにキャパシタC_sを並列に接続したことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項2】 トランスTの1次巻線とインダクタLとの直列回路に、第1のスイッチ回路と入力電源が直列に接続されるとともに第2のスイッチ回路とキャパシタCの直列回路が前記トランスTの1次巻線とインダクタLと入力電源に直列に接続され、前記トランスTの2次巻線に整流素子D_sを含む整流平滑回路が設けられたスイッチング電源装置において、

第1のスイッチ回路を第1のスイッチ素子Q1、第1のダイオードD1、および第1のキャパシタC1の並列接続回路で構成し、

第2のスイッチ回路を第2のスイッチ素子Q2、第2のダイオードD2、および第2のキャパシタC2の並列接続回路で構成し、

第1・第2のスイッチ素子を両スイッチ素子が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフするスイッチング制御回路を設けるとともに、

前記整流平滑回路の整流素子D_sにキャパシタC_sを並列に接続したことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項3】 前記トランスTに2つのバイアス巻線を設けるとともに、前記スイッチング制御回路は、前記2つのバイアス巻線に発生する1次巻線電圧に略比例した電圧をそれぞれ入力して前記第1のスイッチ素子Q1および前記第2のスイッチ素子Q2をそれぞれ制御して自励発振させるものである請求項1または2に記載のスイッチング電源装置。

【請求項4】 前記スイッチング制御回路は、前記トランスTに設けた1つのバイアス巻線に発生する1次巻線電圧に略比例した電圧を入力して該電圧が正電圧時と負電圧時に応じて前記第1・第2のスイッチ素子Q1・Q2を交互にオン／オフ制御して自励発振させるものである請求項1または2に記載のスイッチング電源装置。

【請求項5】 前記整流素子D_sを、制御信号によりスイッチングするスイッチ素子としたことを特徴とする請求項1～4のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項6】 前記トランスTの1次巻線を2つ以上に分割し、該1次巻線の分割出力端と前記1次巻線の一方の端部を前記第1と第2のスイッチ回路のいずれかにそれぞれ接続したことを特徴とする請求項1～5のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項7】 前記入力電源が直列に接続される前記1次巻線とは別の1次巻線を前記トランスTに設け、該別の1次巻線とインダクタLとの直列回路に、前記第2のスイッチ回路を並列に接続したことを特徴とする請求項1～6のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項8】 前記トランスTを、該トランスTの1次巻き線と2次巻き線の全部または一部を兼用したインダクタンス素子としたことを特徴とする請求項1～7のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項9】 前記スイッチ素子を電界効果型トランジスタとしたことを特徴とする請求項1～8のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項10】 前記トランスTの漏れインダクタンスにより前記インダクタLを構成したことを特徴とする請求項1～9のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項11】 前記整流素子としてダイオードを用い、該ダイオードの寄生容量を前記キャパシタC_sとしたことを特徴とする請求項1～10のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項12】 前記トランスTの2次巻き線の出力部を2つ以上設け、各2次巻き線の出力部に整流平滑回路を設けたことを特徴とする請求項1～11のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項13】 前記トランスTの1次巻き線間、前記トランスTの2次巻き線間、または前記1次巻き線と前記インダクタLとの直列回路に対して並列にキャパシタC3を接続したことを特徴とする請求項1～12のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項14】 前記スイッチング制御回路は、前記キャパシタC1の両端電圧が零電圧または零電圧付近まで低下した後に第1のスイッチ素子Q1をオンさせる請求項1～13のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項15】 前記スイッチング制御回路は、前記キャパシタC2の両端電圧が零電圧または零電圧付近まで低下した後に第2のスイッチ素子Q2をオンさせる請求項1～14のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項16】 前記スイッチング制御回路は、前記第2のスイッチ素子Q2に流れる電流が零または零付近で

オフさせる請求項1～15のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項17】前記整流素子D_sに流れる電流波形が零付近から立ち上がり、電流の変化率が零となるピーク点に達した後、再び零電流となってターンオフする波形となる前に前記キャパシタCと前記インダクタLとの値、および前記スイッチング制御回路による第2のスイッチ素子のオン期間を定めたことを特徴とする請求項1～16のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項18】前記キャパシタC_sは、前記スイッチ素子Q₁またはQ₂のオフ時に前記トランスTの2次巻き線と共振して、前記キャパシタC_sの両端電圧波形が正弦波形の一部の波形を形成して、零電圧から立ち上がるよう、または零電圧に向かって立ち下がるように、当該キャパシタC_sの容量値を設定したことを特徴とする請求項1～17のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項19】前記スイッチング制御回路は、前記第1のスイッチ素子Q₁のオン時間を変化させて前記整流平滑回路の出力の電圧制御を行うとともに、前記整流平滑回路の出力に接続される負荷の大きさに応じてトランスの逆方向への励磁量が零または所定の一定量となるよう前記第2のスイッチ素子Q₂のオン時間を変化させるものである請求項1～18のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項20】前記スイッチング制御回路は、前記第1のスイッチ素子Q₁のオン時間および前記トランスTの順方向への励磁量に対する逆方向への励磁量の割合を、前記整流平滑回路の出力に接続される負荷の大きさに応じて変化させることにより前記整流平滑回路の出力の電圧制御を行うものである請求項1～18のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【請求項21】前記スイッチング制御回路は、前記トランスTの順方向への励磁量に対する逆方向への励磁量の割合を前記整流平滑回路の出力に接続される負荷の大きさに応じて変化させることにより前記整流平滑回路の出力の電圧制御を行うとともに、前記第2のスイッチ素子Q₂のオン時間をほぼ一定にするものである請求項1～18のうちいずれかに記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は直流安定化電源を供給するスイッチング電源装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来より、電子機器に組み込まれるスイッチング電源装置は、電子機器の小型化に伴い、小型化とともに低損失化すなわち高効率化が要求されるようになっている。

【0003】少ない部品点数で、比較的低成本に構成できるスイッチング電源装置としては、従来より実開昭

63-100993号に示すようなRCC（リングショーケンバータ）が用いられている。

【0004】図26は従来のRCC方式のスイッチング電源装置の例を示す図である。同図においてTはトランスであり、その1次巻線T₁にスイッチ素子Q₁と入力電源Eを直列に接続している。トランスTの2次巻線T₂には整流ダイオードD_sと平滑コンデンサC₀からなる整流平滑回路を設けている。この整流平滑出力部には負荷が接続され、検出回路は負荷供給電圧を検出する。

10 トランスTのバイアス巻線T₃にはそのバイアス巻線T₃に生じる電圧に応じてスイッチ素子Q₁を制御する制御回路を設けている。この制御回路はスイッチ素子Q₁を自励発振させるとともに、絶縁回路を介して検出回路の検出電圧に応じてスイッチ素子Q₁のオン時間を制御することによって出力電圧の安定化を図る。

【0005】図27は図26に示した各部の波形図である。スイッチ素子Q₁は、Q₁に流れる電流i_{d1}が高い状態でオフされるため、スイッチ素子Q₁の両端電圧V_{d1}には同図に示すような電圧サージが生じ、これが整流素子D_sに流れる電流i_sにも現れる。

【0006】
【発明が解決しようとする課題】従来のRCC方式のスイッチング電源装置においては、一般に次のような問題が指摘されている。

【0007】①出力電流に応じてスイッチング周波数が大きく変動するため、電子機器に対する干渉やEMIノイズの発生が問題となる。

【0008】②スイッチング損失が大きい。（図27におけるQ₁のターンオン時およびターンオフ時のV_{d1}とi_{d1}との積がスイッチング損失となる。）

③トランスの漏れインダクタンスの悪影響によるエネルギー損失が大きい。

【0009】④図27に示したように、スイッチ素子のオフ時に電圧サージが発生するためスイッチ素子の高耐圧性が要求される。

【0010】⑤2次側整流ダイオードのオフ時に電圧サージが発生するため、2次側整流ダイオードの高耐圧性が要求される。

【0011】⑥2次側整流ダイオードの逆回復損失が生じる。

【0012】⑦スイッチ素子および2次側整流ダイオードのスイッチングサージによるEMIノイズが大きい。

【0013】一方、特に出力電流の変動によるスイッチング周波数の変動を小さくしてEMIノイズの問題を解消するためには、他励型フライバック方式のスイッチング電源装置が一般に用いられている。他励型フライバック方式ではスイッチングトランジスタのスイッチング周波数制御およびパルス幅制御が容易である、という特徴を備えている。

【0014】しかし、他励フライバック方式では、スイ

ッキングトランジスタを制御するための他励発振回路が必要となるため、RCC方式のような小型化、低コスト化は困難である。

【0015】また、スイッチング周波数の変動および電圧サージの発生を抑制するものとして、特開平5-1972号公報に、回生制御型のスイッチング電源装置が示されている。この回生制御型のスイッチング電源は、回路に2つのスイッチ手段を設け、この2つのスイッチ手段のオン／オフ比を変化させることによって、出力電圧の制御を行うようにし、エネルギーの回生動作を行い、出力電流の変動に伴うスイッチング周波数の変化を抑制している。しかしながら、このような回生制御型のスイッチング電源装置は、出力電流の変動に伴うスイッチング周波数の変化が抑制されるという長所を有するものの、回生動作の結果、トランスの磁束変化幅は出力電流に関わらずほぼ一定となる。このため、回生制御型のスイッチング電源装置は、従来のRCC方式のスイッチング電源と比較して、軽負荷時において、ターンオフ直前の1次電流のピーク値が大きいためターンオフ時のスイッチング損失が大きくなり、またトランスの磁束変化幅が最大のためトランスの損失が大きくなり、さらに回生電流による導通損失が大きくなるため、軽負荷時の電力変換効率が低いという問題があった。また、2次側整流素子に流れる電流ピーク値が大きく、2次側整流素子の実効電流が大きいために2次側における導通損失も大きいという問題があった。

【0016】この発明の目的は、RCC方式のスイッチング電源装置、他励フライバック方式のスイッチング電源装置、回生制御型のスイッチング電源装置の上述した各問題を解消して、高効率、低ノイズ、小型軽量、低コストのスイッチング電源装置を提供することにある。

【0017】

【課題を解決するための手段】この発明の請求項1に係るスイッチング電源装置は、トランスTの1次巻線とインダクタLとの直列回路に、第1のスイッチ回路と入力電源が直列に接続されるとともに第2のスイッチ回路とキャパシタCの直列回路が前記トランスTの1次巻線と前記インダクタLとの直列回路に並列に接続され、前記トランスTの2次巻線に整流素子Dsを含む整流平滑回路が設けられたものにおいて、第1のスイッチ回路を第1のスイッチ素子Q1、第1のダイオードD1、および第1のキャパシタC1の並列接続回路で構成し、第2のスイッチ回路を第2のスイッチ素子Q2、第2のダイオードD2、および第2のキャパシタC2の並列接続回路で構成し、第1・第2のスイッチ素子を両スイッチ素子が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフするスイッチング制御回路を設けるとともに、前記整流平滑回路の整流素子DsにキャパシタCsを並列に接続する。

【0018】また請求項2に係るスイッチング電源装置は、トランスTの1次巻線とインダクタLとの直列回路

に、第1のスイッチ回路と入力電源が直列に接続されるとともに第2のスイッチ回路とキャパシタCの直列回路が前記トランスの1次巻線とインダクタLと入力電源に直列に接続され、前記トランスTの2次巻線に整流素子Dsを含む整流平滑回路が設けられたものにおいて、第1のスイッチ回路を第1のスイッチ素子Q1、第1のダイオードD1、および第1のキャパシタC1の並列接続回路で構成し、第2のスイッチ回路を第2のスイッチ素子Q2、第2のダイオードD2、および第2のキャパシタC2の並列接続回路で構成し、第1・第2のスイッチ素子を両スイッチ素子が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフするスイッチング制御回路を設けるとともに、前記整流平滑回路の整流素子DsにキャパシタCsを並列に接続する。

【0019】この構成により次のような作用効果を奏する。

【0020】①スイッチ素子Q1およびQ2は零電圧でターンオンし、スイッチ素子Q2は零電流付近でターンオフするため、スイッチング損失が大幅に低減される。

【0021】②2次側の整流素子Dsは零電流でターンオンし、且つその電流波形は零電流から比較的急峻に立ち上がり、電流の変化率が零となるピーク点に達した後、再び零電流となってターンオフする波形となるため、整流素子に流れる電流波形が方形波により近い波形となってピーク電流値が低く抑えられ、実効電流値が低減されて導通損が低減される。

【0022】請求項3に係るスイッチング電源装置は、前記トランスTに2つのバイアス巻線を設けるとともに、前記スイッチング制御回路は、前記2つのバイアス巻線に発生する1次巻線電圧に略比例した電圧をそれぞれ入力して前記第1のスイッチ素子Q1および前記第2のスイッチ素子Q2をそれぞれ制御して自励発振させる。

【0023】このように2つのバイアス巻線を用いることにより、グランドレベルの異なる2つのスイッチ素子Q1、Q2を絶縁して駆動することができ、パルストラ nsやフォトカプラなどを用いて絶縁する必要がないため低コスト化が図れる。また、トランスTの1次巻線電圧にほぼ比例した電圧波形を用いることにより、スイッ チ素子Q2をスイッチ素子Q1に同期して容易に駆動することができる。また両スイッチ素子Q1、Q2がともにオフとなる期間を容易に設けることができ、且つ2つのスイッチ素子Q1、Q2の同時オンによる破壊が防止できる。

さらに、スイッチ素子Q1、Q2を他励発振によりスイッチング制御するためのICを用いる必要がないため、スイッチング制御回路が複雑化せず、全体に低コスト化が図れる。

【0024】請求項4に係るスイッチング電源装置は、前記トランスTに設けた1つのバイアス巻線に発生する1次巻線電圧に略比例した電圧を入力して該電圧が正電

圧時と負電圧時に応じて前記第1・第2のスイッチ素子Q1・Q2を交互にオン／オフ制御して自励発振させる。

【0025】この構成によれば、1つのバイアス巻線を用いるだけであるため、小型で低コストなトランジスタ用いることになり、全体に小型で低コストなスイッチング電源装置が得られる。

【0026】請求項5に係るスイッチング電源装置は、前記整流素子Dsを、制御信号によりスイッチングするスイッチ素子とする。請求項1～4に記載の発明によれば電圧サージの発生が抑制されるため、前記整流素子Dsとして低耐圧のスイッチ素子を用いることが可能となり、その結果、スイッチ素子のオン抵抗を低くすることができ、そのことにより2次側整流回路での導通損失を低減できる。また、スイッチ素子として電界効果型トランジスタを用いた場合は、寄生ダイオードをダイオードDs、寄生キャパシタをキャパシタCsとして、それ用いることができ、部品点数が削減できる。

【0027】請求項6に係るスイッチング電源装置は、前記トランジストの1次巻線を2つ以上に分割し、該1次巻線の分割出力端と前記1次巻線の一方の端部を前記第1と第2のスイッチ回路のいずれかにそれぞれ接続する。

【0028】トランジストの1次巻線の分割比によってスイッチ素子Q1、Q2に対する印加電圧が決定されるので、上記分割比の設定によってスイッチ素子Q1、Q2に要求される耐圧などの設計範囲が拡大する。

【0029】請求項7に係るスイッチング電源装置は、前記入力電源が直列に接続される前記1次巻線とは別の1次巻線を前記トランジストに設け、該別の1次巻線とインダクタとの直列回路に、前記第2のスイッチ回路を並列に接続する。

【0030】この構成により、入力電源に直列に接続される1次巻線と、この1次巻線とは別に設けた1次巻線との巻数比によって2つのスイッチ素子Q1、Q2に対する印加電圧が決定されるので、上記巻数比の設計によりQ1、Q2に要求される耐圧を定めて設計範囲を拡大することができる。

【0031】請求項8に係るスイッチング電源装置は、前記トランジストを、該トランジストの1次巻き線と2次巻き線の全部または一部を兼用したインダクタンス素子とする。これにより非絶縁型のスイッチング電源装置となり、小型のインダクタンス素子を用いることができ、全体に小型化が図れ、且つ電磁エネルギー変換に伴う変換ロスも低減され、全体に高効率化を図ることができる。

【0032】請求項9に係るスイッチング電源装置は、前記スイッチ素子を電界効果型トランジスタとする。これにより、電界効果型トランジスタの寄生ダイオードをダイオードD1またはD2として、寄生キャパシタをキャパシタC1またはC2として用いることができ、部品

点数が削減できる。

【0033】請求項10に係るスイッチング電源装置は、前記トランジストの漏れインダクタンスにより前記インダクタを構成する。これにより、部品点数が削減されるだけでなく、インダクタをエネルギーの共振動作に用いるため、トランジストの漏れインダクタンスによるエネルギー損失が低減できる。

【0034】請求項11に係るスイッチング電源装置は、前記整流素子としてダイオードを用い、該ダイオードの寄生容量を前記キャパシタCsとする。この構成により部品点数が削減され、小型低コスト化が図れる。

【0035】請求項12に係るスイッチング電源装置は、トランジストの2次巻線を2つ以上設け、各2次巻線の出力部にそれぞれ整流平滑回路を設ける。これにより多出力のスイッチング電源装置が構成される。これらの出力のうち、直接フィードバックの掛かる出力が安定出力となり、他の出力が準安定出力となるが、インダクタに蓄積されるエネルギーが回生されるため、準安定出力についても負荷変動による電圧安定化特性が改善される。

【0036】請求項13に係るスイッチング電源装置は、前記トランジストの1次巻き線間、前記トランジストの2次巻き線間、または前記1次巻き線と前記インダクタとの直列回路に対して並列にキャパシタC3を接続する。これにより、トランジストの1次巻線間に接続したキャパシタまたは1次巻き線と前記インダクタとの直列回路に対して並列に接続したキャパシタは、第1のスイッチ素子Q1に並列接続されたキャパシタC1および第2のスイッチ素子Q2に並列に接続されたキャパシタC2と同様に作用し、トランジストの2次巻線間に接続したキャパシタは整流素子Dsに並列接続されたキャパシタCsと同様に作用する。そのため、トランジストの1次側または2次側における共振条件を定めることができる。

【0037】請求項14に係るスイッチング電源装置では、前記スイッチング制御回路は、前記キャパシタC1の両端電圧が零電圧または零電圧付近まで低下した後に第1のスイッチ素子Q1をオンさせる。また請求項15に係るスイッチング電源装置では、前記スイッチング制御回路は、前記キャパシタC2の両端電圧が零電圧または零電圧付近まで低下した後に第2のスイッチ素子Q2をオンさせる。

【0038】この構成によりスイッチ素子Q1またはQ2が零電圧ターンオン動作し、ターンオン時のスイッチング損失が低減される。

【0039】請求項16に係るスイッチング電源装置では、前記スイッチング制御回路は、前記第2のスイッチ素子Q2に流れる電流が零または零付近でオフするよう、第2のスイッチ素子のオン期間を定める。第2のスイッチ素子Q2に流れる電流は、整流素子Dsに流れる電流とトランジストの等価的な励磁インダクタンスに流れる励磁電流との和であるため、整流素子Dsに流れる電流

波形が零付近から立ち上がり、電流の変化率が零となるピーク点に達した後、再び零電流となってターンオフする波形となるように、前記スイッチング制御回路による第2のスイッチ素子のオン期間を定める。これにより、スイッチ素子Q2がほぼ零電流ターンオフ動作し、ターンオフ時のスイッチング損失が低減される。

【0040】請求項17に係るスイッチング電源装置は、前記整流素子Dsに流れる電流波形が零付近から立ち上がり、電流の変化率が零となるピーク点に達した後、再び零電流となってターンオフする波形となるように、インダクタLとキャパシタCとの共振条件によって前記スイッチング制御回路による第2のスイッチ素子のオン期間を定める。これにより整流素子Dsに流れる電流が急激な変化をともなわないので、スイッチング損失および逆回復損失が低減される。また、ピーク電流値が小さくなることにより、実効電流が低減され、導通損が低減される。

【0041】請求項18に係るスイッチング電源装置では、前記キャパシタCsは、前記スイッチ素子Q1またはQ2のオフ時に前記トランスTの2次巻き線と共振して、前記キャパシタCsの両端電圧波形が正弦波形の一部の波形を形成して、零電圧から立ち上がるよう、または零電圧に向かって立ち下がるように、当該キャパシタCsの容量値を設定する。これによりキャパシタCsの両端電圧が急峻な変化を伴わず、整流素子Dsのスイッチング損失および逆回復損失が低減される。

【0042】請求項19に係るスイッチング電源装置では、前記スイッチング制御回路は、前記第1のスイッチ素子Q1のオン時間を変化させて前記整流平滑回路の出力の電圧制御を行うとともに、前記整流平滑回路の出力に接続される負荷の大きさに応じてトランスの逆方向への励磁量が零または所定の一定量となるように前記第2のスイッチ素子Q2のオン時間を変化させる。これにより、たとえばトランスの逆方向への励磁量を零電圧スイッチングのための必要最小限の量とした場合、第1のダイオードD1の導通期間をほとんどなくして導通損失をほとんど無くし、スイッチ素子Q1、Q2、ダイオードD2、トランスTなどの導通損失を低減することができ、軽負荷から重負荷まで高効率に動作させることができる。

【0043】請求項20に係るスイッチング電源装置では、前記スイッチング制御回路は、前記第1のスイッチ素子Q1のオン時間および前記トランスTの順方向への励磁量に対する逆方向への励磁量の割合を、前記整流平滑回路の出力に接続される負荷の大きさに応じて変化させることにより前記整流平滑回路の出力の電圧制御を行う。これにより軽負荷時における第1のスイッチング素子Q1のオン時間の短縮化が抑制され、スイッチング周波数の変動幅が相対的に小さくなり、かつ軽負荷から重負荷まで高効率に動作させることができる。

【0044】請求項21に係るスイッチング電源装置では、前記スイッチング制御回路は、前記トランスTの順方向への励磁量に対する逆方向への励磁量の割合を前記整流平滑回路の出力に接続される負荷の大きさに応じて変化させることにより前記整流平滑回路の出力の電圧制御を行うとともに、前記第2のスイッチ素子Q2のオン時間をほぼ一定にする。これによりQ2のオン・オフ周期がほぼ一定になり、スイッチング周波数をほぼ一定に保つことができ、スイッチング周波数の変動幅が制約された電源回路に適用できるようになる。

【0045】

【発明の実施の形態】図1は第1の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。同図においてTはトランスであり、その1次巻線T1とインダクタLとの直列回路に第1のスイッチ回路S1と入力電源Eを直列に接続するとともに、第2のスイッチ回路S2とキャパシタCとの直列回路を1次巻線T1とインダクタLとの直列回路に対して並列に接続している。トランスTの2次巻線T2には整流ダイオードDsと平滑コンデンサCoからなる整流平滑回路を設けている。

【0046】図1において第1のスイッチ回路S1は第1のスイッチ素子Q1、第1のダイオードD1、および第1のキャパシタC1の並列接続回路で構成し、第2のスイッチ回路S2は第2のスイッチ素子Q2、第2のダイオードD2、および第2のキャパシタC2の並列接続回路で構成している。トランスTには2つのバイアス巻線T3、T4を設け、バイアス巻線T3、T4にはスイッチ素子Q1、Q2を制御する制御回路11、12をそれぞれ接続している。また2次側の整流ダイオードDsには並列にキャパシタCsを接続している。検出回路14は負荷に供給される出力電圧Voおよび必要に応じて出力電流Ioを検出する。制御回路11はバイアス巻線T3の発生電圧を入力して、スイッチ素子Q1に対して正帰還をかけることによって自励発振させるが、検出回路14の検出信号を必要に応じて絶縁回路を介して入力し、基準電圧との差に応じて第1のスイッチ素子Q1のオフタイミングを制御することによりQ1のオン時間を制御する。制御回路12はバイアス巻線T4の発生電圧を入力して、スイッチ素子Q2のオフタイミングを制御することによりQ2のオン時間を制御する。この制御回路12は必要に応じて検出回路14の検出信号を入力し、第2のスイッチ素子Q2のオン時間を制御する。このQ1、Q2のオン時間制御については後に詳述する。

【0047】上記制御回路11、12はQ1とQ2が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフされるように制御する。この構成によれば、例えば他励発振型フライバックコンバータのようなスイッチング制御用のICを用いる必要がないため、制御回路11、12は簡単な回路で構成可能となる。

50 【0048】なお、インダクタLはトランスTの漏れイ

ンダクタンスを回路上素子として表したものである。但し、キャパシタCとのインダクタLの共振周波数（周期）を所定値にするために、トランスTとは別にインダクタをトランスの1次巻線に直列接続してもよい。

【0049】図22は図1に示した回路各部の波形図である。以下、図1および図22を参照して回路の動作を説明する。図22において、Q1, Q2はスイッチ素子Q1, Q2のオンオフを表す信号、Vds1, Vds2, VsはそれぞれキャパシタC1, C2, Csの両端電圧波形信号、id1, id2, isはそれぞれスイッチ回路S1, S2, 整流素子Dsの電流波形信号である。

【0050】本回路の動作は1スイッチング周期Tsにおいて時間t1～t6の5つの動作状態に分けることができる。以下に各状態における動作を示す。

【0051】<状態1> t1～t2

スイッチ素子Q1はオンしており、トランスTの1次巻き線に入力電圧が印加され、トランスTの1次巻き線電流が直線的に増加し、トランスTに励磁エネルギーが蓄えられる。時間t2でスイッチ素子Q1がターンオフすると、状態2に遷移する。

【0052】<状態2> t2～t3

スイッチ素子Q1がターンオフすると、トランスTの1次巻き線とインダクタLは、キャパシタC1およびC2と共に共振し、キャパシタC1を充電し、キャパシタC2を放電する。また、2次側ではトランスTの2次巻き線とキャパシタCsが共振し、キャパシタCsを放電する。Vds1の立ち上がり部分の曲線は、C1とLおよび1次巻線T1のインダクタとの共振による正弦波の一部である。id1の立ち下がり部分は、Vds1の90°位相進みの波形である。

【0053】キャパシタC2の両端電圧Vds2が下降し零電圧となると、ダイオードD2が導通し、スイッチ素子Q2がターンオンされる。これにより零電圧スイッチング動作し、状態3に遷移する。Vds2の立ち下がり部分の曲線は、C2とLおよび1次巻線T1のインダクタとの共振による正弦波の一部である。id2の立ち下がり部分は、Vds2の90°位相進みの波形である。このとき、2次側ではキャパシタCsの両端電圧Vsが零電圧まで下降し、整流素子Dsが導通し、零電圧ターンオン動作となる。このVsの立ち下がり部分の曲線は、Csと2次巻線T2のインダクタとの共振による正弦波の一部である。また、isの破線部分は整流素子Dsがまだオフ状態のときに、Csを介して流れる電流を表している。

【0054】<状態3> t3～t4

状態3では、ダイオードD2またはスイッチ素子Q2が導通し、インダクタLとキャパシタCは共振を始める。このとき、2次側では整流素子Dsは導通し、トランスTに蓄えられた励磁エネルギーを2次巻き線から放出

し、整流平滑回路を介して出力される。このとき整流素子Dsに流れる電流isは、1次側のインダクタLとキャパシタCによる共振電流id2に対し、直線的に減少する励磁電流imを引いた値と相似形となるため、零電流から立ち上がり、正弦波状の曲線を有する波形となる。従って、この電流isは電流変化率が零となるピーク点に達した後、零電流に向かって下降する。時間t4でトランスの励磁電流imと電流id2の関係がim=id2となり、2次側電流isが0になると、整流素子Dsはターンオフし、整流素子Dsの零電流ターンオフ動作が実現され、状態3は終了する。

【0055】<状態4> t4～t5

整流素子Dsがオフすると、1次側ではキャパシタCとインダクタLとの共振が終了し、キャパシタCの放電により励磁電流imのみが流れ、状態1とは逆方向にトランスTを励磁する。t4からt5にかけての直線的に上昇する電流id2がその励磁電流imである。

【0056】<状態5> t5～t6

t5でスイッチ素子Q2がターンオフすると、トランスTの1次巻き線とインダクタLは、キャパシタC1およびC2と共に共振し、キャパシタC1を放電し、キャパシタC2を充電する。また、2次側では、トランスTの2次巻き線とキャパシタCsが共振し、キャパシタCsが充電される。

【0057】キャパシタC1の両端電圧Vds1が下降し、零電圧になると、ダイオードD1が導通する。このときt6でスイッチ素子Q1がターンオンされ零電圧スイッチング動作を実現し、状態5が終了する。このとき、2次側ではキャパシタCsの両端電圧Vsが零電圧から上昇し、2次巻線電圧と出力電圧との和の電圧にクランプされる。

【0058】1スイッチング周期あたり以上のような動作を行い、次のスイッチング周期も同様の動作を行い、以降この動作を繰り返す。上述したスイッチング電源回路によれば、スイッチ素子Q1およびQ2は零電圧でターンオンし、スイッチ素子Q2は零電流付近でターンオフするため、スイッチング損失が大幅に低減される。また、2次側の整流素子Dsは零電流でターンオンし、且つその電流波形は零電流から比較的急峻に立ち上がり、電流の変化率が零となるピーク点に達した後、再び零電流となってターンオフする波形となるため、整流素子に流れる電流波形が方形波的となってピーク電流値が低く抑えられ、実効電流値が低減されて導通損が低減される。

【0059】図2は、第2の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。ここでは、第2スイッチ回路S2とキャパシタCとの直列回路を、トランスの1次巻線T1、インダクタL、および入力電源Eに対して直列に接続している。図1に示した回路と比較すれば明らかなように、トランスの1次巻線T1、インダク

タし、第2のスイッチ回路S2、キャパシタCの直列回路に対して入力電源Eが更に直列に接続された構成となり、第2のスイッチ回路に流れる電流*i_{d2}*が入力電源を介して流れようになるだけであり、その他の作用効果は図1に示したものと同様である。

【0060】図3は、第3の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。このスイッチング電源回路においては、トランスTのバイアス巻線T3を共通に用い、制御回路11、12がスイッチ素子Q1、Q2をそれぞれ制御するように構成している。すなわち、1次巻線T1の電圧に略比例した電圧を発生するバイアス巻線T3の電圧を入力して、その電圧が例えれば正電圧の時にQ1をオンさせ、バイアス巻線T3の発生電圧が負電圧の時にQ2をオンさせる。これにより、自励発振によりQ1、Q2が交互にオン／オフして図22に示した動作を行う。この回路によれば、Q1、Q2が共にオンする状態がなく、自動的に交互にオン／オフされることになり、制御回路11、12の構成が簡単となる。しかも、1つのバイアス巻線を設けたトランスを用いることができ、小型化・低コスト化が図れる。

【0061】図4は、第4の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。これは、図3に示した第2のスイッチ回路S2とキャパシタCとの直列回路を、トランスの1次巻線T1、インダクタL、および入力電源Eに対して直列に接続したものである。従って、回路動作は図3の場合と同様である。

【0062】図5は、第5の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この回路はバイアス巻線T3、第1のスイッチ回路S1、第2のスイッチ回路S2のそれぞれの一端を共通に接続したものである。この構成によれば、制御回路11、12は上記共通の電位を基準として制御できるようになり、制御回路11、12の回路構成が簡単となる。

【0063】図6および図20は、第6の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この例では、2次側の整流素子としてスイッチ素子Q3を用い、制御回路15がトランスの2次巻線T2の発生電圧に応じてスイッチ素子Q3をオン／オフ制御する。この回路により同期整流を行う。図6は一般的に表しているが、図6における整流素子Q3として、図20に示すように、MOS-FETを用いれば導通損が小さくなり、整流回路における損失が低減される。図20において、D_sはMOS-FETの寄生ダイオード、C_sはその寄生容量である。

【0064】図7および図21は、第7の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この例では、制御回路15が、トランスTのバイアス巻線T5に発生する1次巻線電圧に略比例した電圧を入力してスイッチ素子Q3を制御するようしている。なお、この例では第2のスイッチ回路S2とキャパシタCとの直列

回路を、トランスの1次巻線T1、インダクタL、および入力電源Eに対して直列に接続している。図7は一般的に表しているが、図7における整流素子Q3として、図21に示すように、MOS-FETを用いれば導通損が小さくなり、整流回路における損失が低減される。図21において、D_sはMOS-FETの寄生ダイオード、C_sはその寄生容量である。

【0065】図8は、第8の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この回路は、トランスTの1次巻線T1を巻数N1、N2で示す2つの部分に分割し、その分割出力をスイッチ回路S2の一方の端部に接続し、1次巻線T1の端部をスイッチ回路S1の端部に接続している。ここで入力電源Eの電圧をV_i、出力電圧をV_o、2次巻線T2の巻数をN_sとすると、スイッチ回路S1の両端電圧はV_in+ (V_o/N_s) (N1+N2) で表され、スイッチ回路S2の両端電圧はV_o·N1/N_s+V_in·N1/(N1+N2) で表される。

【0066】従って、上記N1、N2の巻数を変えることによって、スイッチ回路S1、S2に印加される電圧が変化する。従って、例えばN1+N2が一定である場合、N1を小さくするほど、スイッチ素子Q2には低耐圧のスイッチ素子を用いることができるようになる。

【0067】図9は、第9の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この回路は、第2のスイッチ回路S2とキャパシタCとの直列回路を1次巻線とインダクタLと入力電源Eに直列に接続している。作用効果は図8の場合と同様である。

【0068】図10は、第10の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この例では、1次巻線T1の分割点を第1のスイッチ回路S1の一方端に接続し、1次巻線T1の端部を第2のスイッチ回路S2の端部に接続している。この場合、S1の両端電圧はV_in+V_o·N1/N_sとなり、スイッチ回路S2両端の電圧はV_o(N1+N2)/N_s+V_in·(N1+N2)/N1となる。従ってN1+N2を一定とすればN1を小さくする程、第1のスイッチ素子Q1として低耐圧のものを用いることができるようになる。

【0069】図11は、第11の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。スイッチ回路S2とキャパシタCとの直列回路をトランスの1次巻線T1、インダクタL、入力電源Eと共に直列に接続されるようにしている。作用効果は図10に示したものと同様である。

【0070】図12は、第12の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この回路では、トランスTに1次巻線T1とは別の1次巻線T1'を設け、の1次巻線T1'とインダクタLに対して第2のスイッチ回路S2とキャパシタCとを直列に接続している。1次巻線T1の巻数をN1、他の1次巻線T1'の巻数

をN₂、2次巻線T₂の巻数をN_sとすれば、スイッチ回路S₁の両端電圧はV_{in}+V_o·N₁/N_s+V_{in}·N₂/N₁であり、スイッチ回路S₂の両端電圧はV_o·N₂/N_sである。従って、1次巻線T₁とT_{1'}の巻数比を設定することによってスイッチ素子Q₁、Q₂に対する印加電圧を変えることができる。

【0071】図13は、第13の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。ここでは、トランジストとして巻線T₁部分をインダクタとして用い、1次側と2次側とを直結している。1次側と2次側とを絶縁する必要のないスイッチング電源回路の場合、このように非絶縁型のスイッチング電源回路を構成することによって、小型のトランジスト（インダクタ）を用いることができ、また電磁変換効率も高まるため、全体に小型で高効率のスイッチング電源回路が得られる。

【0072】図14は、第14の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この例では、第2のスイッチ回路S₂とキャパシタCとの直列回路をT₁で示すインダクタとインダクタLおよび入力電源Eに対し直列に接続される位置に設けている。この回路の作用効果は図13の場合と同様である。

【0073】図15は、第15の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この例では、スイッチ素子Q₁、Q₂としてそれぞれMOS-FETを用い、制御回路11、12はQ₁、Q₂のソースゲート間電圧を制御することによってそれらをオン／オフ制御する。この場合、ダイオードD₁、D₂はMOS-FETの寄生ダイオードをそのまま用いることができ、またキャパシタC₁、C₂もMOS-FETの寄生容量を利用することができる。また、キャパシタC₁、C₂の静電容量を増大させるために、別部品としてのコンデンサを並列に接続してもよい。2次側の整流ダイオードD_sに並列接続したキャパシタC_sについても整流ダイオードD_sの寄生容量をそのまま用いてもよく、静電容量を増すために別のコンデンサを並列に接続してもよい。

【0074】図16は、第16の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この例では、第2のスイッチ回路S₂とキャパシタCとの直列回路をT₁で示すインダクタとインダクタLおよび入力電源Eに対し直列に接続される位置に設けている。この回路の作用効果は図15の場合と同様である。

【0075】図17は、第17の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。この例では、トランジストの2次巻線T₂の出力部を2つ設け、それぞれに整流ダイオードD_s、D_{s'}と平滑コンデンサC_o、C_{o'}を設けている。また、整流ダイオードD_s、D_{s'}には、並列にキャパシタC_s、C_{s'}を接続している。なお、キャパシタC_s、C_{s'}はそれぞれ単独で用いてもよく、組み合わせて用いてもよい。そして、この例では2-2'の出力電圧を検出して、制御回路11がスイ

ッチ素子Q₁のオン時間を制御するようにしている。従って、2-2'間に出力電圧V_oとして安定出力電圧が得られる。また端子2'-2"には準安定出力電圧が得られる。

【0076】図18は、負荷電流I_{o'}の変動に対する出力電圧V_{o'}の変動特性の例を示す図である。同図において、破線は従来の一般的なリングチョークコンバータの特性、実線は図17に示した電源回路の特性である。このように、図17に示した回路では、インダクタLがキャパシタCと共振して、回生動作に寄与することによりエネルギー損失が低く抑えられるため、負荷電流I_{o'}の変動に対する出力電圧V_{o'}の変動は、従来の多出力型リングチョークコンバータに比べて小さくなる。

【0077】図19は、第18の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図である。基本構成は図1に示した回路と同様であるが、この例ではトランジストTの1次巻線T₁の間、2次巻線T₂の間、1次巻線T₁とインダクタLとの直列回路に対して並列にキャパシタC₃、C_{3'}、C_{3''}を接続している。ここで、C₃、C_{3'}はキャパシタC₁、C₂とインダクタLおよび1次巻線T₁による共振条件に影響を与え、またキャパシタC_{3''}は2次巻線T₂とキャパシタC_sとの共振条件に影響を与えるため、C₁、C₂およびC_sを変えることなく、これらのキャパシタC₃、C_{3'}、C_{3''}の容量によって上記共振周波数を定めることができる。なお、これらのキャパシタC₃、C_{3'}、C_{3''}はそれぞれ単独で用いてもよく、組み合わせてもよい。

【0078】さて、上記各実施形態に示した回路において、出力電力（出力電圧）の安定化を図る動作について次に説明する。先ずスイッチ素子Q₁の電流i_{d1}の1スイッチング周期にわたる動作波形を図25に示す。図25においてトランジストTの順方向への励磁期間（t₁～t₂）をT_{on1}、トランジストの巻線電圧が反転する第1の共振期間（t₂～t₃）をT_{d1}、蓄えられた励磁エネルギーが放出される期間（t₃～t₄）をT_{off1}、トランジストTの逆方向への励磁期間（t₄～t₅）をT_{on2}、トランジストの巻線電圧が反転する第2の共振期間（t₅～t₆）をT_{d2}、トランジストTの逆方向へ励磁されたエネルギーが入力電源に回生される回生期間（t₆～t₇）をT_{off2}とする。このとき、共振期間T_{d1}およびT_{d2}はエネルギーが遷移するだけでエネルギーの増減はないので、出力電力をP_o、トランジストTの順方向への励磁エネルギーをP₁、トランジストの逆方向への励磁エネルギーをP₂、入力電源に回生される回生エネルギーをP₃とすると、トランジストTの逆方向への励磁エネルギーP₂が入力電源に回生される回生エネルギーP₃となる。したがって逆方向への励磁エネルギーP₂と回生エネルギーP₃とは等しく、以下の等式が成り立つ。

【0079】〔式1〕 $P_o = P_1 - P_2 = P_1 - P_3$

ここで、入力電圧を V_{in} 、トランストの1次巻線のインダクタンスを L_m 、スイッチング周期を T 、電力変換効率を η とおくと、エネルギー P_1 、 P_2 、 P_o は以下の*

$$[式2] P_1 = T (V_{in} \cdot T_{on1})^2 / 2 L_m$$

$$[式3] P_2 = T (V_{in} \cdot T_{on2})^2 / 2 L_m$$

$$[式4] P_o = T \cdot V_{in}^2 \cdot (T_{on1}^2 - T_{on2}^2) \eta / 2 L_m$$

また、出力電圧を V_o 、トランストの1次巻線数を N_p 、2次巻線数を N_s 、とおくと、出力電圧を V_o は以※

$$[式5] V_o = (N_s \cdot T_{on1} \cdot V_{in}) / (N_p \cdot T_{off1}) = (N_s \cdot T_{on2} \cdot V_{in}) / (N_p \cdot T_{off2})$$

これらの式より、入力電圧 V_{in} の変動に対する出力電圧の制御のためには、スイッチ素子 Q_1 のオン時間を制御することにより、 T_{on1} 、 T_{off1} を制御して、出力の電圧を制御する。また、出力電力（出力電流）の変動に対しては、式4より、 T_{on1} すなわちスイッチ素子 Q_1 のオン時間、または T_{on2} すなわちスイッチ素子 Q_2 のオン時間を制御するか、その双方を制御することによって出力電圧を制御する。ここで、 T_{on1} / \star

$$[式6] f = 1 / \{ (1 + (N_s \cdot V_{in}) / (N_p \cdot V_o)) (T_{on1} + T_{on2}) + T_{d1} + T_{d2} \}$$

と表せる。

【0083】ここで、スイッチ素子 Q_2 のオン時間を制御し、トランストの逆方向への励磁時間 T_{off2} を、零電圧スイッチング動作を実現するために必要な最小時間（一定時間）とする場合、 T_{off2} および T_{on2} は、入力電圧 V_{in} およびキャパシタ C_1 、 C_2 、トランストの1次巻線 T_1 のインダクタンス L_m により決まるほぼ一定値となり、 T_{on1} が負荷の大きさに応じて制御される。図22の（A）はその場合の電流 i_d1 の変化の略例を示している。但し図22においては T_{d1} 、 T_{d2} の期間を省略し、励磁電流 i_m を図24とは逆方向を正として破線で表している。このように、トランストの逆方向への励磁時間 T_{off2} を最小時間（一定時間）としたまま、負荷が重くなるほどスイッチ素子 Q_1 \star

$$[式7] f_2 = 1 / \{ 1 + (N_s \cdot V_{in}) / (N_p \cdot V_o) \} T_{on1}$$

式6と式7を比較すれば明らかに、図22の（A）に示したスイッチング制御方式では、時間 T_{on2} 、 T_{d1} 、 T_{d2} を設けたことにより従来方式と比較し、軽負荷時のスイッチング周波数の増大が抑制される。上記時間 T_{d1} 、 T_{d2} は、整流素子に並列にキャパシタ C_s を接続したことにより設けられるものであり、 T_{d1} は2次側から放出されるエネルギーによりキャパシタ C_s を零電圧まで放電される期間、 T_{d2} は出力電圧と2次巻線電圧との和まで充電される期間である。この期間はエネルギーの遷移のみであり、この期間を設けることにより、従来のRCC方式と比較し、軽負荷時のスイッチング周波数の上昇を抑制している。

【0085】図23は上記制御回路11の作用による出力電力（電流）とスイッチング周波数との関係を示す図である。同図において、Aは図22の（A）に示した方

*関係で表される。

【0080】

※下で表される。

【0081】

★ T_{off1} および、 T_{on2} / T_{off2} は、式5により、出力電圧 V_o 、入力電圧 V_{in} 、およびトランストの巻線比 N_s / N_p により決められる。

【0082】スイッチング周波数 f は

$$f = 1 / (T_{on} + T_{off}) = 1 / (T_{on1} + T_{on2} + T_{off1} + T_{off2} + T_{d1} + T_{d2})$$

と表せるので、この式と式5とから

☆のオン時間 T_{on1} が長くなるように制御回路11がスイッチ素子 Q_1 のオン時間を制御する。このとき、制御回路12は、スイッチ素子 Q_2 をスイッチ素子 Q_1 に同期して、トランストの逆方向への励磁時間 T_{off2} が上記の最小時間となるように制御する。このとき、スイッチング周波数は式6より決まり、 T_{on2} 、 T_{d1} 、 T_{d2} は、各共振周波数により決まるほぼ一定値となることから、負荷が軽くなるほど T_{on1} に略反比例してスイッチング周波数が高くなることが分かる。しかしながら、このスイッチング周波数の変化幅を従来のRCCと比較すると、従来のRCCでのスイッチング周波数 f_2 は、式6と対応させて以下の式で表される。

【0084】

$$[式8] f_2 = 1 / \{ 1 + (N_s \cdot V_{in}) / (N_p \cdot V_o) \} T_{on1}$$

式による特性、 D は従来のRCCの特性である。このように、従来のRCC方式では出力とスイッチング周波数は略反比例の関係となるが、図22の（A）に示した制御方式では、従来のRCCに比べて、スイッチング周波数の変動が小さく抑えられる。

【0086】図22の（A）に示したスイッチング制御方式によれば、スイッチング周波数は変動するものの、ダイオード D_1 は、ほとんど導通せず、ダイオード D_1 の導通損失、逆回復損失は無視できる。また、軽負荷時にはスイッチ Q_1 のターンオフ時のピーク電流値は小さいため、スイッチ素子 Q_1 および Q_2 の導通損失およびトランストの導通損失、磁束変化幅は小さい。このため、軽負荷から重負荷まで高効率に動作することが可能となる。

【0087】さらに、上述した各実施形態においては、

スイッチング周波数をほぼ一定として出力電力（電流）を制御することもできる。すなわち、式6より、 $(T_{on1} + T_{on2})$ をほぼ一定とすることにより、スイッチング周波数をほぼ一定とし、式5より T_{on1} と T_{on2} の比率を変化させることにより出力電圧を制御する。図22の（C）はその場合の電流*i_{d1}*の変化の略例を示している。このように、負荷が重くなるほど T_{on1} の T_{on2} に対する割合を大きくする。すなわち、負荷の大きさに応じて、制御回路11はスイッチ素子Q1のオン時間 T_{on1} を制御して出力電圧が一定となるようにし、制御回路12は、スイッチ素子Q1に同期してスイッチ素子Q2をオン・オフさせるが、負荷の大きさに係わらずスイッチ素子Q2のオン時間 T_{off2} を一定にすることによって、 $T_{on1} + T_{off2}$ が一定となるように制御する。図23において、Cは図22の（C）に示した方式による特性である。このように、図22（C）に示した制御方式では、負荷の大きさに関係なくスイッチング周波数が一定となる。

【0088】しかしながら、このスイッチング制御方式では、負荷が軽い場合においても、スイッチ素子Q1のターンオフ時のピーク電流値等が大きく、スイッチ素子Q1、Q2のスイッチング損失、導通損失が大きく、且つトランスTの磁束変化幅は絶えず最大となりトランスの損失が大きい。

【0089】そこで、上記の T_{off2} が一定になるように負荷の大きさに応じて T_{off2} を制御する方式と、負荷の大きさに係わらず T_{off2} を一定に制御する方式とを組み合わせ、負荷が軽い場合には、 T_{on1} と T_{on2} の比率を変化させることにより出力電圧を制御し、且つスイッチング周波数の増大を抑制し、スイッチング周波数の変動が問題とならない負荷範囲では、 T_{off2} を最小限としたまま、負荷が重くなるほどスイッチ素子Q1のオン時間 T_{on1} を長くして出力電圧を制御する。図22の（B）はその場合の電流*i_{d1}*の変化の略例を示している。また、図23におけるBは、その場合の負荷の大きさに対するスイッチング周波数の変動の関係を示している。このように、図22（B）に示した制御方式では、同図に示したAとCの方式の中間的な特性を示し、スイッチング周波数の変動を抑制しつつ軽負荷から重負荷までバランスよく高効率に動作させることが可能となる。

【0090】なお、図22の（A）に示した制御方式において、負荷の大きさに係わらず T_{off2} を最小限の時間で一定とする場合には、出力電流に応じてQ2のオン時間 T_{off2} を制御するが、そのためには、負荷の大きさを検出する。たとえば図1に示した検出回路14は出力電圧 V_o 以外に出力電流 I_o を検出し、制御回路12はその検出信号を受けて、 T_{off2} が最小限の時間となるように、Q2のオフタイミングを制御する。また、図22の（C）に示したように、 T_{off2} を一定に

する制御方式の場合には、制御回路12に時定数回路を設けて、Q2のターンオンからターンオフまでの時間が常に一定となるように回路を構成すればよい。

【0091】

【発明の効果】請求項1、2に係る発明によれば、スイッチ素子Q1およびQ2は零電圧でターンオンし、スイッチ素子Q2は零電流付近でターンオフするため、スイッチング損失が大幅に低減され、2次側の整流素子Dsは零電流でターンオンし、且つその電流波形は零電流から比較的急峻に立ち上がり、電流の変化率が零となるピーク点に達した後、再び零電流となってターンオフする方形波に近い波形となるため、ピーク電流値が低く抑えられ、実効電流値が低減されて導通損が低減される。

【0092】請求項3に係る発明によれば、グランドレベルの異なる2つのスイッチ素子Q1、Q2を絶縁して駆動することができ、パルストラnsやフォトカプラなどを用いて絶縁する必要がないため低コスト化が図れる。また、トランスTの1次巻線電圧にほぼ比例した電圧波形を用いることにより、スイッチ素子Q2をスイッチ素子Q1に同期して容易に駆動することができる。また両スイッチ素子Q1、Q2がともにオフとなる期間を容易に設けることができ、且つ2つのスイッチ素子Q1、Q2の同時オンによる破壊が防止できる。さらに、スイッチ素子Q1、Q2を他励発振によりスイッチング制御するためのICを用いる必要がないため、スイッチング制御回路が複雑化せず、全体に低コスト化が図れる。

【0093】請求項4に係る発明によれば、2つのバイアス巻線を必要とせず、1つのバイアス巻線を用いるだけであるため、小型で低コストなトランスを用いることになり、全体に小型で低コストなスイッチング電源回路が得られる。

【0094】請求項5に係る発明によれば、2次側整流回路での導通損失を低減することができ、また、スイッチ素子として電界効果型トランジスタを用いた場合には、その寄生ダイオードと寄生キャパシタを有効に利用することができ、部品点数を削減できる。

【0095】請求項6に係る発明によれば、トランスの1次巻線の分割比によってスイッチ素子Q1、Q2に対する印加電圧が決定されるので、上記分割比の設定によってスイッチ素子Q1、Q2に要求される耐圧などの設計範囲が拡大する。

【0096】請求項7に係る発明によれば、入力電源に直列に接続される1次巻線と、この1次巻線とは別に設けた1次巻線との巻数比によって2つのスイッチ素子Q1、Q2に対する印加電圧が決定されるので、上記巻数比の設計によりQ1、Q2に要求される耐圧を定めて設計範囲を拡大することができる。

【0097】請求項8に係る発明によれば、非絶縁型のスイッチング電源回路となり、小型のインダクタンス素

子を用いることができ、全体に小型化が図れ、且つ電磁エネルギー変換に伴う変換ロスも低減され、全体に高効率化を図ることができる。

【0098】請求項9に係る発明によれば、電界効果型トランジスタの寄生ダイオードと寄生キャパシタを有効に利用することができ、部品点数を削減できる。

【0099】請求項10に係る発明によれば、部品点数が削減されるだけでなく、インダクタLをエネルギーの共振動作に用いるため、トランスの漏れインダクタンスによるエネルギー損失が低減できる。

【0100】請求項11に係る発明によれば、部品点数が削減され、小型低コスト化が図れる。

【0101】請求項12に係る発明によれば、多出力のスイッチング電源回路が構成され、これらの出力のうち、直接フィードバックの掛かる出力が安定出力となり、他の出力が準安定出力となるが、インダクタLに蓄積されるエネルギーが損失とならずに入力電源に回生されるため、準安定出力についても負荷変動による電圧安定化特性が改善される。

【0102】請求項13に係る発明によれば、トランスの1次巻線間に接続したキャパシタまたは1次巻き線と前記インダクタLとの直列回路に対して並列に接続したキャパシタは、第1のスイッチ素子Q1に並列接続されたキャパシタC1および第2のスイッチング素子Q2に並列に接続されたキャパシタC2と同様に作用し、トランスの2次巻線間に接続したキャパシタは整流素子Dsに並列接続されたキャパシタCsと同様に作用する。そのため、トランスの1次側または2次側における共振条件を定めることができる。

【0103】請求項14、15に係る発明によれば、スイッチ素子Q1またはQ2が零電圧ターンオン動作し、ターンオン時のスイッチング損失が低減される。

【0104】請求項16に係る発明によれば、スイッチ素子Q2がほぼ零電流ターンオフ動作し、ターンオフ時のスイッチング損失が低減される。

【0105】請求項17に係る発明によれば、整流素子Dsに流れる電流が急激な変化をともなわないので、スイッチング損失および逆回復損失が低減される。また、ピーク電流値が小さくなることにより、実効電流が低減され、導通損が低減される。

【0106】請求項18に係る発明によれば、キャパシタCsの両端電圧が急峻な変化を伴わず、整流素子Dsのスイッチング損失および逆回復損失が低減される。

【0107】請求項19に係る発明によれば、回路に流れる電流による導通損失およびトランスの損失を低減することができ、軽負荷から重負荷まで高効率に動作させることができる。

【0108】請求項20に係る発明によれば、スイッチング周波数の変動幅を相対的に小さくし、且つ軽負荷から重負荷まで高効率に動作させることができる。

【0109】請求項21に係る発明によれば、スイッチング周波数をほぼ一定に保つことができ、スイッチング周波数の変動幅が制約された電源回路に適用できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図2】第2の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

10 【図3】第3の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図4】第4の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図5】第5の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図6】第6の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図7】第7の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

20 【図8】第8の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図9】第9の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図10】第10の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図11】第11の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図12】第12の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

30 【図13】第13の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図14】第14の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図15】第15の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図16】第16の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図17】第17の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

40 【図18】図17における出力電流に対する出力電圧の変化の例を示す図

【図19】第18の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図20】第6の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図21】第7の実施形態に係るスイッチング電源回路の構成を示す図

【図22】負荷の大きさに対する電流id1の変化の例を示す図

50 【図23】出力電流に対するスイッチング周波数の変化

の例を示す図

【図24】各実施形態における各部の電圧・電流波形の例を示す図

【図25】1スイッチング期間における電流 i_d 1の波形の例を示す図

【図26】従来のリングギングチョークコンバータの構成例を示す図

【図27】図26における各部の波形を示す図

【符号の説明】

Q1 - 第1のスイッチ素子

Q 2 - 第2のスイッチ素子

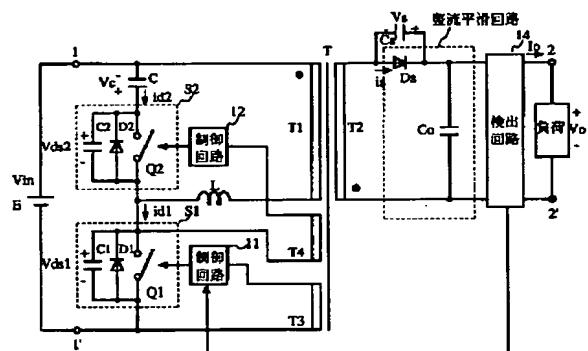
S 1 - 第 1 のスイッチ回路

S 2-第2のス

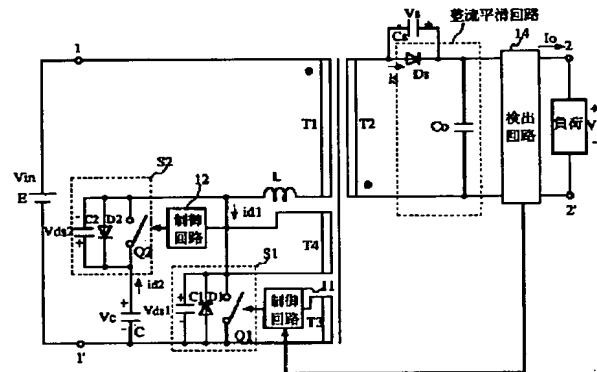
D s - 整流素子

C s - キヤバシ

【图1】

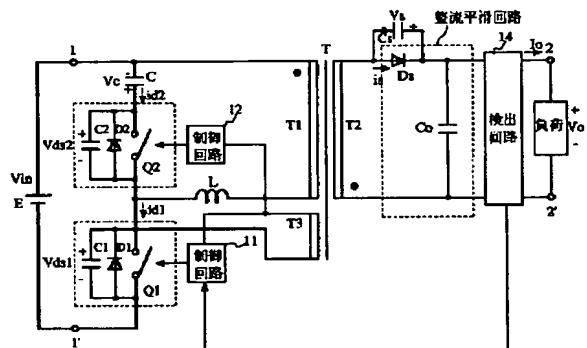


【図2】



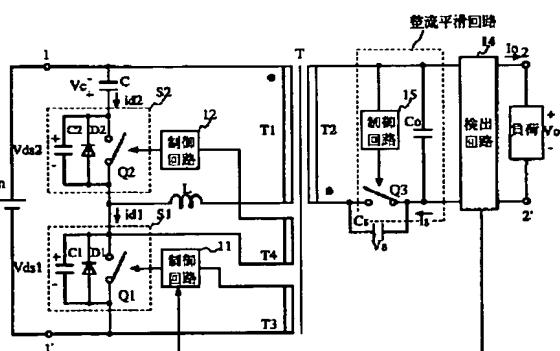
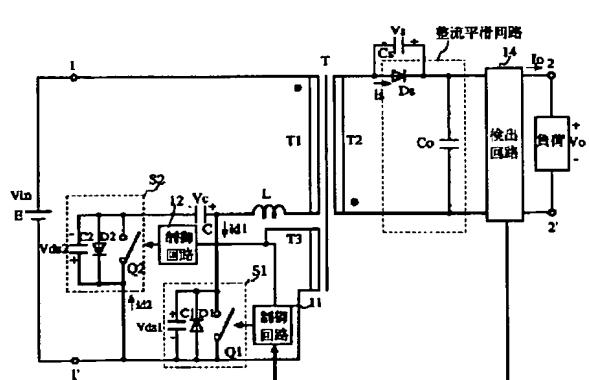
[図3]

[図4]

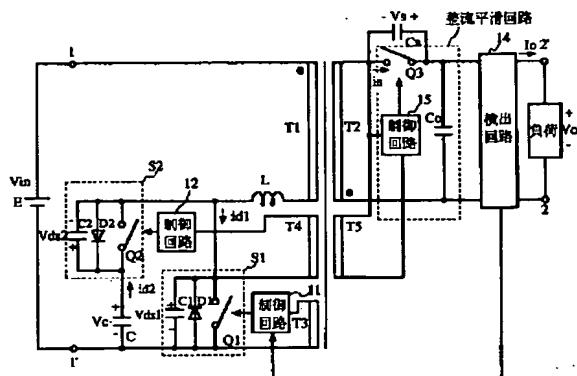


〔圖5〕

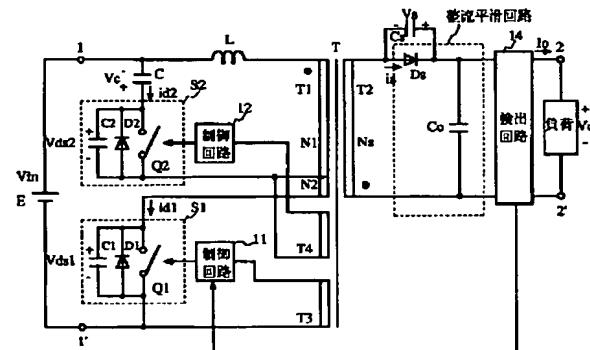
[図6]



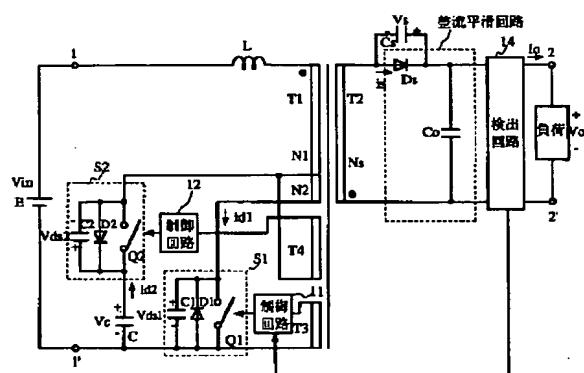
【図7】



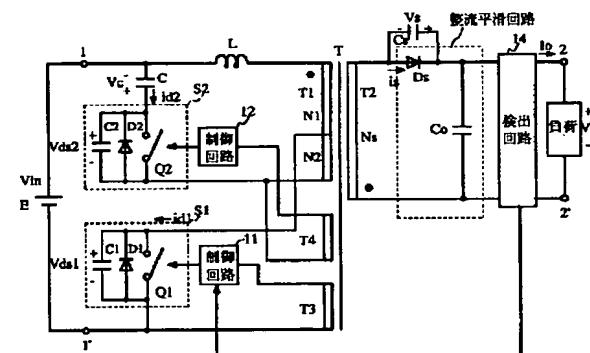
【図8】



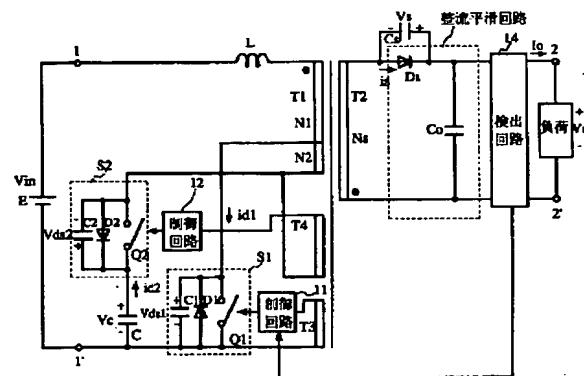
【图9】



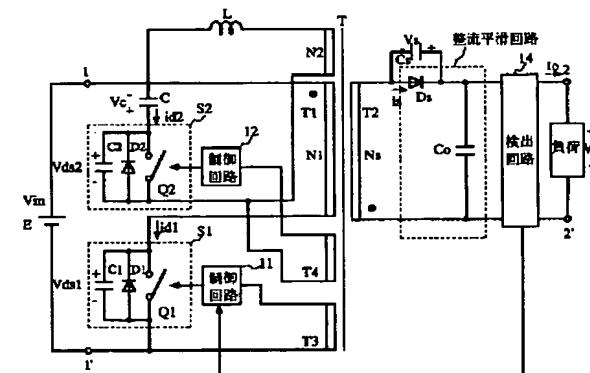
【图10】



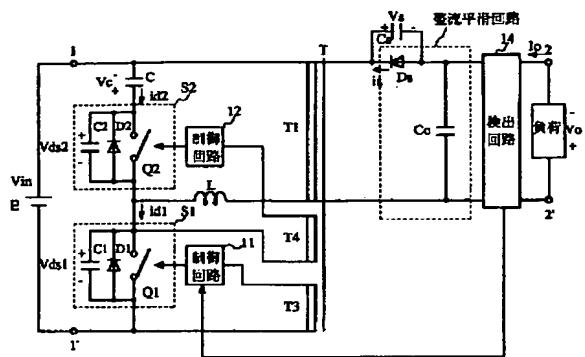
【図11】



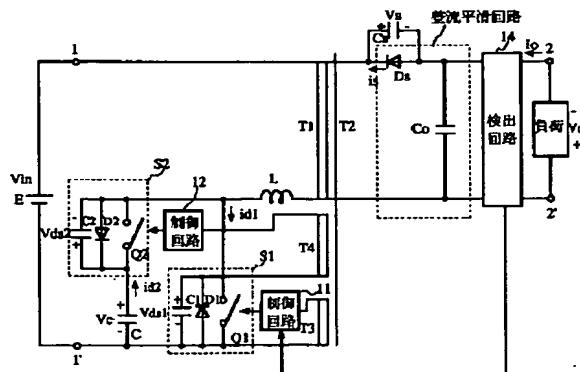
[図12]



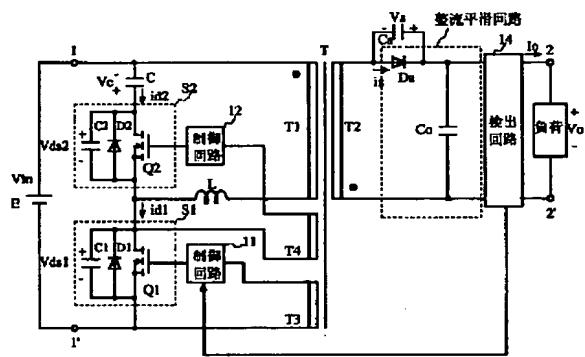
【図13】



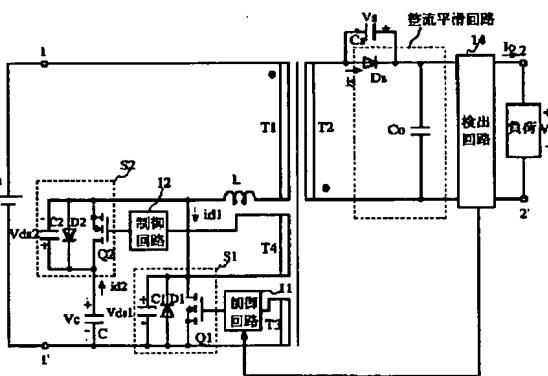
【図14】



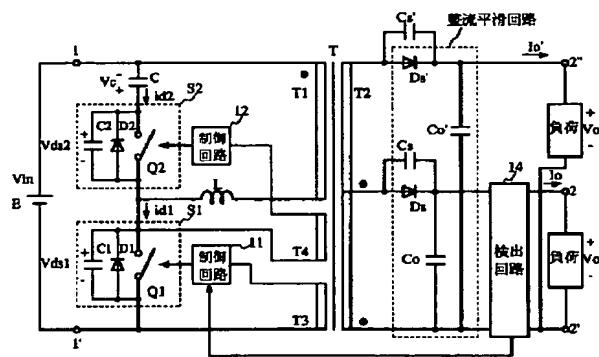
【図15】



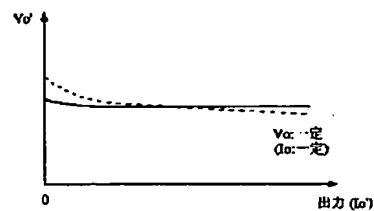
【図16】



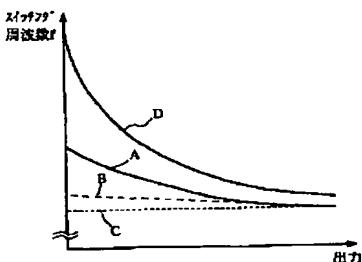
【図17】



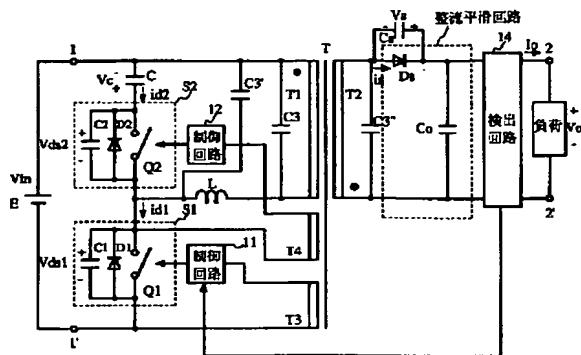
【図18】



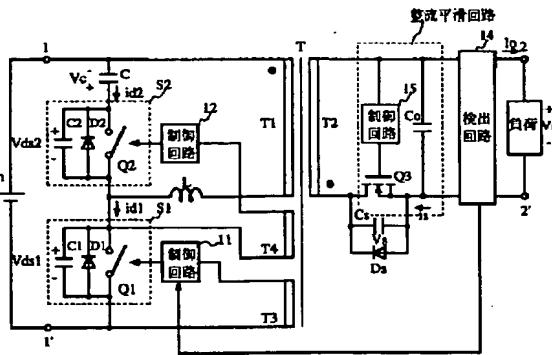
【図23】



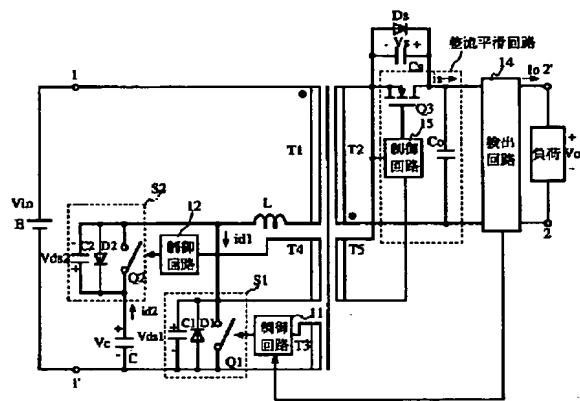
【図19】



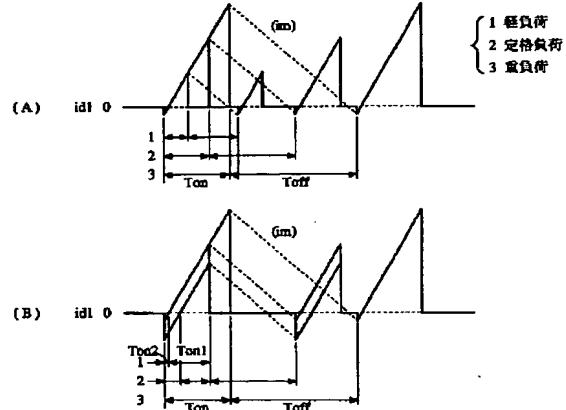
【図20】



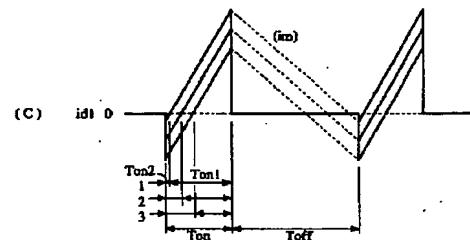
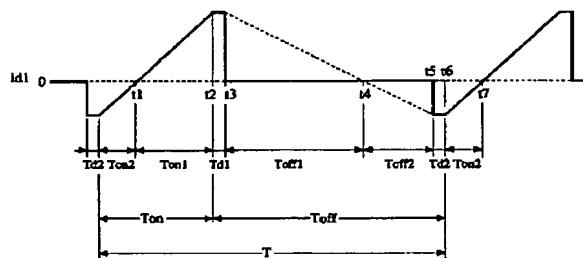
【図21】



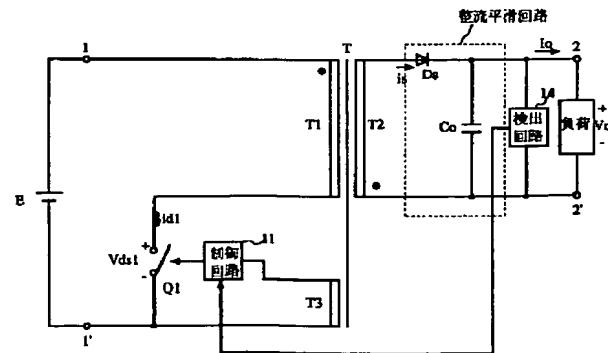
【図22】



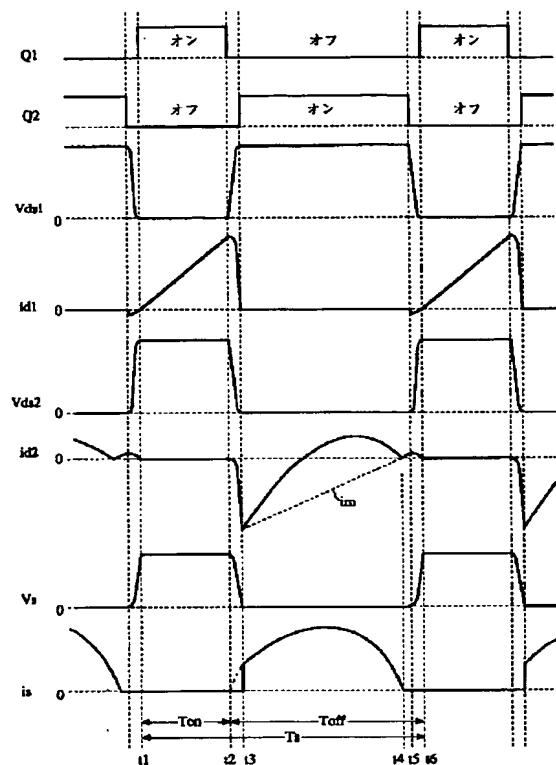
【図25】



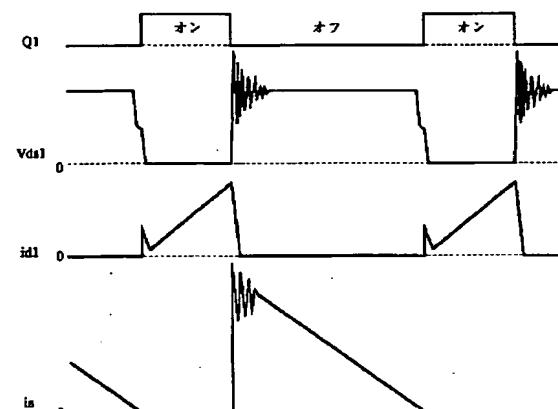
【図26】



【図24】



【図27】



* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] While the 1st switching circuit and input power are connected to a serial in the primary coil of Transformer T, and a series circuit with Inductor L, the 2nd switching circuit and the series circuit of Capacitor C are connected to juxtaposition in the primary coil of said transformer T, and a series circuit with said inductor L. In the switching power supply equipment with which the rectification smoothing circuit which contains a rectifying device Ds in the secondary coil of said transformer T was prepared The 1st switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1. The 2nd switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2. Switching power supply equipment characterized by connecting Capacitor Cs to juxtaposition at the rectifying device Ds of said rectification smoothing circuit while preparing the switching control circuit which sandwiches the period when both switching devices of both turn off the 1st-2nd switching device, and is turned on / turned off by turns.

[Claim 2] While the 1st switching circuit and input power are connected to a serial in the primary coil of Transformer T, and a series circuit with Inductor L, the 2nd switching circuit and the series circuit of Capacitor C are connected to the primary coil, Inductor L, and input power of said transformer T at a serial. In the switching power supply equipment with which the rectification smoothing circuit which contains a rectifying device Ds in the secondary coil of said transformer T was prepared The 1st switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1. The 2nd switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2. Switching power supply equipment

characterized by connecting Capacitor Cs to juxtaposition at the rectifying device Ds of said rectification smoothing circuit while preparing the switching control circuit which sandwiches the period when both switching devices of both turn off the 1st-2nd switching device, and is turned on / turned off by turns.

[Claim 3] It is switching power supply equipment according to claim 1 or 2 which is that to which said switching control circuit inputs the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation] into primary coil electrical potential differences generated in said two bias windings, respectively, and controls said the 1st switching device Q1 and said 2nd switching device Q2, respectively while preparing two bias windings in said transformer T, and self-oscillation is carried out.

[Claim 4] Said switching control circuit is switching power supply equipment according to claim 1 or 2 which is the thing which inputs the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation], and this electrical potential difference turns on/controls [off] said 1st-2nd switching device Q1 and Q2 by turns, and makes it carry out self-oscillation to primary coil electrical potential differences generated in one bias winding prepared in said transformer T according to the time of a forward electrical potential difference and a negative electrical potential difference.

[Claim 5] It is switching power supply equipment given in either among claims 1-4 characterized by using said rectifying device Ds as the switching device switched with a control signal.

[Claim 6] It is switching power supply equipment given in either among claims 1-5 characterized by having divided the primary coil of said transformer T or more into two, and connecting the split output edge of this primary coil, and one edge of said primary coil to either of said the 1st and 2nd switching circuit, respectively.

[Claim 7] a primary coil other than said primary coil by which said input power is connected to a serial -- said transformer T -- preparing -- this -- the inside of claims 1-6 characterized by connecting said 2nd switching circuit to juxtaposition in the series circuit of an another primary coil and another Inductor L -- switching power supply equipment given in either.

[Claim 8] It is switching power supply equipment given in either among claims 1-7 characterized by using said transformer T as the inductance component combining all or a part of and [of this transformer T / primary], and secondary winding.

[Claim 9] It is switching power supply equipment given in either among

claims 1-8 characterized by using said switching device as a field effect transistor.

[Claim 10] It is switching power supply equipment given in either among claims 1-9 characterized by constituting said inductor L by the leakage inductance of said transformer T.

[Claim 11] It is switching power supply equipment given in either among claims 1-10 characterized by using parasitic capacitance of this diode as said capacitor Cs, using diode as said rectifying device.

[Claim 12] It is switching power supply equipment given in either among claims 1-11 characterized by having prepared the two or more output sections of the secondary winding of said transformer T, and establishing a rectification smoothing circuit in the output section of each secondary winding.

[Claim 13] It is switching power supply equipment given in either between the primary winding of said transformer T, between the secondary winding of said transformer T, or among claims 1-12 characterized by connecting a capacitor C3 to juxtaposition to the series circuit of said primary winding and said inductor L.

[Claim 14] Said switching control circuit is switching power supply equipment given in either among claims 1-13 which make the 1st switching device Q1 turn on after the both-ends electrical potential difference of said capacitor C1 falls to a zero electrical potential difference or near a zero electrical potential difference.

[Claim 15] Said switching control circuit is switching power supply equipment given in either among claims 1-14 which make the 2nd switching device Q2 turn on after the both-ends electrical potential difference of said capacitor C2 falls to a zero electrical potential difference or near a zero electrical potential difference.

[Claim 16] Said switching control circuit is switching power supply equipment given in either among claims 1-15 which the current which flows to said 2nd switching device Q2 makes turn off zero or near zero.

[Claim 17] It be switching power supply equipment given in either among claims 1-16 characterize by defining the value of said Capacitor C and said inductor L , and the "on" period of the 2nd switching device by said switching control circuit so that it may become zero current again and may become the wave which carry out a turn-off , after reaching the peak point that the current wave form where it flow to said rectifying device Ds start from near zero , and the rate of change of a current serve as zero .

[Claim 18] Said capacitor Cs is switching power supply equipment given in either among claims 1-17 characterized by setting up the capacity

value of the capacitor C_s concerned so that it resonates with the secondary winding of said transformer T , and the both-ends voltage waveform of said capacitor C_s may form some waves of a sinusoidal form and may start from a zero electrical potential difference at the time of OFF of said switching devices Q_1 or Q_2 , or so that it may fall toward a zero electrical potential difference.

[Claim 19] Said switching control circuit is switching power supply equipment given in either among claims 1-18 which are those to which the ON time amount of said 2nd switching device Q_2 is changed so that the amount of excitation to the hard flow of a transformer may turn into zero or a predetermined constant rate according to the magnitude of the load connected to the output of said rectification smoothing circuit, while changing the ON time amount of said 1st switching device Q_1 and performing armature-voltage control of the output of said rectification smoothing circuit.

[Claim 20] Said switching control circuit is switching power supply equipment given in either among claims 1-18 which are what performs armature-voltage control of the output of said rectification smoothing circuit by changing the rate of the amount of excitation to the hard flow to the ON time amount of said 1st switching device Q_1 , and the amount of excitation to the forward direction of said transformer T according to the magnitude of the load connected to the output of said rectification smoothing circuit.

[Claim 21] Said switching control circuit is switching power supply equipment given in either among claims 1-18 which are what makes regularity mostly ON time amount of said 2nd switching device Q_2 while performing armature-voltage control of the output of said rectification smoothing circuit by making it change according to the magnitude of the load by which the rate of the amount of excitation to the hard flow to the amount of excitation to the forward direction of said transformer T is connected to the output of said rectification smoothing circuit.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the switching power supply equipment which supplies a direct-current regulated power supply.

[0002]

[Description of the Prior Art] Conventionally, as for the switching power supply equipment built into electronic equipment, low loss-ization, i.e., efficient-izing, is required with a miniaturization with the miniaturization of electronic equipment.

[0003] As switching power supply equipment which can be comparatively constituted from small components mark in low cost, RCC (ringing choke converter) as conventionally shown in JP, 63-100993, U is used.

[0004] Drawing 26 is drawing showing the example of the switching power supply equipment of the conventional RCC method. In this drawing, T is a transformer and has connected a switching device Q1 and input power E to the primary coil T1 at the serial. The rectification smoothing circuit which consists of rectifier diode Ds and a smoothing capacitor Co is established in the secondary coil T2 of Transformer T. A load is connected to this rectification smooth output section, and a detector detects load supply voltage. The control circuit which controls a switching device Q1 according to the electrical potential difference produced in the bias-winding T3 is established in bias-winding T3 of Transformer T. This control circuit attains stabilization of output voltage by controlling the ON time amount of a switching device Q1 according to the detection electrical potential difference of a detector through an insulating circuit while carrying out self-oscillation of the switching device Q1.

[0005] Drawing 27 is the wave form chart of each part shown in drawing 26. Since the current id1 which flows to Q1 is turned off in the high condition, on the both-ends electrical potential difference Vds1 of a switching device Q1, an electrical-potential-difference surge as shown in this drawing arises, and a switching device Q1 appears also in the current is to which this flows to a rectifying device Ds.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Generally in the switching

power supply equipment of the conventional RCC method, the following problems are pointed out.

[0007] ** Since a switching frequency is sharply changed according to the output current, the interference to electronic equipment and generating of an EMI noise pose a problem.

[0008] ** Switching loss is large. (The product of V_{ds1} and i_{d1} at the time of the turn-on of Q1 in drawing 27 and a turn-off serves as switching loss.)

** The energy loss by the bad influence of the leakage inductance of a transformer is large.

[0009] ** Since an electrical-potential-difference surge occurs at the time of OFF of a switching device as shown in drawing 27, the high pressure resistance of a switching device is required.

[0010] ** Since an electrical-potential-difference surge occurs at the time of OFF of secondary rectifier diode, the high pressure resistance of secondary rectifier diode is required.

[0011] ** The reverse recovery loss of secondary rectifier diode arises.

[0012] ** The EMI noise by the switching surge of a switching device and secondary rectifier diode is large.

[0013] On the other hand, in order to make small fluctuation of the switching frequency especially by fluctuation of the output current and to solve the problem of an EMI noise, generally the switching power supply equipment of a separate excitation mold flyback method is used. By the separate excitation mold flyback method, it has the description that the switching frequency control of a switching transistor and pulse width control are easy.

[0014] However, since the separate excitation oscillator circuit for controlling a switching transistor by the separate excitation flyback method is needed, a miniaturization like a RCC method and low-cost-izing are difficult.

[0015] Moreover, the switching power supply equipment of a regenerative-control mold is shown in JP, 5-191972, A as what controls fluctuation of a switching frequency, and generating of an electrical-potential-difference surge. By preparing two switching means in a circuit and changing ON / off ratio of these two switching means, this regenerative-control type of switching power supply was made to control output voltage, performed regeneration actuation of energy, and has controlled change of the switching frequency accompanying fluctuation of the output current. However, although such switching power supply equipment of a regenerative-control mold has the advantage in which change of the switching frequency accompanying fluctuation of the output current is

controlled, as a result of regeneration actuation, the flux reversal width of face of a transformer is not concerned with the output current, but becomes almost fixed. For this reason, since the switching loss at the time of a turn-off became large at the time of a light load since the peak value of the primary current in front of a turn-off is large, and it became loss of a transformer becomes large and large, since the flux reversal width of face of a transformer is max flow losing the switching power supply equipment of a regenerative-control mold further according to a regeneration current as compared with the switching power supply of the conventional RCC method, it had the problem that the power conversion effectiveness at the time of a light load was low. Moreover, there was a problem that the current peak value which flows to a secondary rectifying device is large, and the flow loss in a secondary was also large since the effective current of a secondary rectifying device is large.

[0016] The purpose of this invention is to solve each problem which the switching power supply equipment of a RCC method, the switching power supply equipment of a separate excitation flyback method, and the switching power supply equipment of a regenerative-control mold mentioned above, and offer the switching power supply equipment of efficient, a low noise, small lightweight, and low cost.

[0017]

[Means for Solving the Problem] The switching power supply equipment concerning claim 1 of this invention While the 1st switching circuit and input power are connected to a serial in the primary coil of Transformer T, and a series circuit with Inductor L, the 2nd switching circuit and the series circuit of Capacitor C are connected to juxtaposition in the primary coil of said transformer T, and a series circuit with said inductor L. In that in which the rectification smoothing circuit which contains a rectifying device Ds in the secondary coil of said transformer T was established The 1st switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1. The 2nd switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2. While preparing the switching control circuit which sandwiches the period when both switching devices of both turn off the 1st-2nd switching device, and is turned on / turned off by turns, Capacitor Cs is connected to the rectifying device Ds of said rectification smoothing circuit at juxtaposition.

[0018] Moreover, the switching power supply equipment concerning claim 2

While the 1st switching circuit and input power are connected to a serial in the primary coil of Transformer T, and a series circuit with Inductor L, the 2nd switching circuit and the series circuit of Capacitor C are connected to the primary coil, Inductor L, and input power of said transformer at a serial. In that in which the rectification smoothing circuit which contains a rectifying device Ds in the secondary coil of said transformer T was established The 1st switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1. The 2nd switching circuit is constituted from a parallel connection circuit of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2. While preparing the switching control circuit which sandwiches the period when both switching devices of both turn off the 1st-2nd switching device, and is turned on / turned off by turns, Capacitor Cs is connected to the rectifying device Ds of said rectification smoothing circuit at juxtaposition.

[0019] The following operation effectiveness is done so by this configuration.

[0020] ** The turn-on of the switching devices Q1 and Q2 is carried out on a zero electrical potential difference, and in order to carry out the turn-off of the switching device Q2 near zero current, switching loss is reduced sharply.

[0021] ** The turn-on of the rectifying device Ds of a secondary is carried out by zero current, and the current wave form recovers from zero current comparatively steeply, the current wave form where it flows to a rectifying device since it becomes the wave which serves as zero current again and carries out a turn-off after reaching the peak point that the rate of change of a current serves as zero turns into a near wave by the square wave, a peak current value is held down low, an effective current value is reduced, and flow loss is reduced.

[0022] While the switching power supply equipment concerning claim 3 prepares two bias windings in said transformer T, said switching control circuit inputs the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation] into primary coil electrical potential differences generated in said two bias windings, respectively, controls said the 1st switching device Q1 and said 2nd switching device Q2, respectively, and carries out self-oscillation.

[0023] Thus, by using two bias windings, two switching devices Q1 and Q2 from which a grand level differs can be insulated and driven, and since it is not necessary to insulate using a pulse transformer, a photo coupler, etc., low cost-ization can be attained. Moreover, a switching

device Q2 can be easily driven synchronizing with a switching device Q1 by using the voltage waveform mostly proportional to primary coil electrical potential differences of Transformer T. Moreover, the period when both the switching devices Q1 and Q2 of both become off can be established easily, and destruction by coincidence ON of two switching devices Q1 and Q2 can be prevented. Furthermore, since it is not necessary to use IC for carrying out switching control of the switching devices Q1 and Q2 by separate excitation oscillation, a switching control circuit is not complicated but low cost-ization can be attained to the whole.

[0024] The switching power supply equipment concerning claim 4 inputs the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation], and this electrical potential difference turns on/controls [off] said 1st-2nd switching device Q1 and Q2 by turns, and makes it carry out self-oscillation to primary coil electrical potential differences generated in one bias winding prepared in said transformer T according to the time of a forward electrical potential difference and a negative electrical potential difference.

[0025] According to this configuration, in order to only use one bias winding, a transformer [that it is small and low cost] will be used, and switching power supply equipment [that it is small and low cost] is obtained by the whole.

[0026] The switching power supply equipment concerning claim 5 uses said rectifying device Ds as the switching device switched with a control signal. Since generating of an electrical-potential-difference surge is controlled according to invention according to claim 1 to 4, it can become possible to use the switching device of low pressure-proofing as said rectifying device Ds, consequently on resistance of a switching device can be made low, and flow loss in a secondary rectifier circuit can be reduced by that. Moreover, when a field effect transistor is used as a switching device, it can use a parasitism capacitor as Capacitor Cs by the ability using parasitism diode as Diode Ds, it can use, respectively, and components mark can be reduced.

[0027] The switching power supply equipment concerning claim 6 divides the primary coil of said transformer T or more into two, and connects the split output edge of this primary coil, and one edge of said primary coil to either of said the 1st and 2nd switching circuit, respectively.

[0028] Since the applied voltage to switching devices Q1 and Q2 is determined by the split ratio of the primary coil of a transformer, design range, such as pressure-proofing required of switching devices Q1 and Q2 by setup of the above-mentioned split ratio, is expanded.

[0029] a primary coil with the switching power supply equipment other than said primary coil by which said input power is connected to a serial concerning claim 7 -- said transformer T -- preparing -- this -- said 2nd switching circuit is connected to juxtaposition in the series circuit of an another primary coil and another Inductor L.

[0030] By this configuration, since the applied voltage to two switching devices Q1 and Q2 is determined by the turn ratio with the primary coil which formed independently the primary coil connected to a serial at input power, and this primary coil, the pressure-proofing required of Q1 and Q2 by the design of the above-mentioned turn ratio can be defined, and the design range can be expanded.

[0031] The switching power supply equipment concerning claim 8 uses said transformer T as the inductance component combining all or a part of and [of this transformer T / primary], and secondary winding. It can become switching power supply equipment of a non-insulating mold by this, a small inductance component can be used, a miniaturization can be attained to the whole, and the conversion loss accompanying electromagnetic-energy conversion is also reduced, and efficient-ization can be attained to the whole.

[0032] The switching power supply equipment concerning claim 9 uses said switching device as a field effect transistor. A parasitism capacitor can be used as capacitors C1 or C2 by this by the ability using parasitism diode of a field effect transistor as diodes D1 or D2, and components mark can be reduced.

[0033] The switching power supply equipment concerning claim 10 constitutes said inductor L by the leakage inductance of said transformer T. Thereby, components mark are not only reduced, but since Inductor L is used for resonance actuation of energy, it can reduce the energy loss by the leakage inductance of a transformer.

[0034] The switching power supply equipment concerning claim 11 uses parasitic capacitance of this diode as said capacitor Cs, using diode as said rectifying device. Components mark are reduced by this configuration and small low cost-ization can be attained.

[0035] The switching power supply equipment concerning claim 12 forms two or more secondary coils of a transformer, and establishes a rectification smoothing circuit in the output section of a each secondary coil, respectively. Thereby, the switching power supply equipment of many outputs is constituted. Although the output which direct feedback requires among these outputs turns into a stable output and other outputs turn into a metastable output, since the energy accumulated in Inductor L is revived, the electrical-potential-

difference stabilization characteristics by the load effect are improved also about a metastable output.

[0036] The switching power supply equipment concerning claim 13 connects a capacitor C3 to juxtaposition between the primary winding of said transformer T, between the secondary winding of said transformer T, or to the series circuit of said primary winding and said inductor L. The capacitor which this connected to juxtaposition to the series circuit of the capacitor connected between the primary coils of a transformer or primary winding, and said inductor L Acting on the capacitor C1 and the 2nd switching element Q2 by which parallel connection was carried out to the 1st switching device Q1 like the capacitor C2 connected to juxtaposition, the capacitor connected between the secondary coils of a transformer acts like the capacitor Cs by which parallel connection was carried out to the rectifying device Ds. Therefore, the resonance conditions in a primary transformer side or a secondary can be defined.

[0037] Said switching control circuit makes the 1st switching device Q1 turn on with the switching power supply equipment concerning claim 14, after the both-ends electrical potential difference of said capacitor C1 falls to a zero electrical potential difference or near a zero electrical potential difference. Moreover, said switching control circuit makes the 2nd switching device Q2 turn on with the switching power supply equipment concerning claim 15, after the both-ends electrical potential difference of said capacitor C2 falls to a zero electrical potential difference or near a zero electrical potential difference.

[0038] Switching devices Q1 or Q2 carry out zero electrical-potential-difference turn-on actuation by this configuration, and the switching loss at the time of a turn-on is reduced.

[0039] With the switching power supply equipment concerning claim 16, said switching control circuit defines the "on" period of the 2nd switching device so that the current which flows to said 2nd switching device Q2 may turn off zero or near zero. Since the current which flows to the 2nd switching device Q2 is the sum of the current which flows to a rectifying device Ds, and the exciting current which flows to the equivalent excitation inductance of a transformer, the current wave form where it flows to a rectifying device Ds starts from near zero, and after it reaches the peak point that the rate of change of a current serves as zero, it defines the "on" period of the 2nd switching device by said switching control circuit so that it may become zero current again and may become the wave which carries out a turn-off. Thereby, a switching device Q2 carries out about 0 current turn-off actuation, and

the switching loss at the time of a turn-off is reduced.

[0040] The current wave form where it flows to said rectifying device Ds starts from near zero, and after reaching the peak point that the rate of change of a current serves as zero, the switching power supply equipment concerning claim 17 defines the "on" period of the 2nd switching device by said switching control circuit according to the resonance conditions of Inductor L and Capacitor C so that it may become zero current again and may become the wave which carries out a turn-off. In order not to accompany the current which flows to a rectifying device Ds by this by the abrupt change, switching loss and reverse recovery loss are reduced. Moreover, when a peak current value becomes small, effective current is reduced and flow loss is reduced.

[0041] With the switching power supply equipment concerning claim 18, said capacitor Cs sets up the capacity value of the capacitor Cs concerned so that it resonates with the secondary winding of said transformer T, and the both-ends voltage waveform of said capacitor Cs may form some waves of a sinusoidal form and may start from a zero electrical potential difference at the time of OFF of said switching devices Q1 or Q2, or so that it may fall toward a zero electrical potential difference. This is not accompanied by change with the steep both-ends electrical potential difference of Capacitor Cs, but the switching loss and reverse recovery loss of a rectifying device Ds are reduced.

[0042] With the switching power supply equipment concerning claim 19, said switching control circuit changes the ON time amount of said 2nd switching device Q2 so that the amount of excitation to the hard flow of a transformer may turn into zero or a predetermined constant rate according to the magnitude of the load connected to the output of said rectification smoothing circuit, while it changes the ON time amount of said 1st switching device Q1 and performs armature-voltage control of the output of said rectification smoothing circuit. Thereby, when the amount of excitation to the hard flow of a transformer is made into the necessary minimum amount for zero electrical-potential-difference switching, most "on" periods of the 1st diode D1 can be lost, flow loss can be made for there almost to be nothing, flow loss of switching devices Q1 and Q2, diode D2, Transformer T, etc. can be reduced, and it can be made to operate efficient from a light load to heavy loading.

[0043] With the switching power supply equipment concerning claim 20, said switching control circuit performs armature-voltage control of the output of said rectification smoothing circuit by changing the rate of the amount of excitation to the hard flow to the ON time amount of said

1st switching device Q1, and the amount of excitation to the forward direction of said transformer T according to the magnitude of the load connected to the output of said rectification smoothing circuit.

Shortening of the ON time amount of the 1st switching element Q1 at the time of a light load can be controlled by this, and the change width of face of a switching frequency can become small relatively, and it can be made to operate efficient from a light load to heavy loading.

[0044] With the switching power supply equipment concerning claim 21, said switching control circuit fixes mostly ON time amount of said 2nd switching device Q2 while performing armature-voltage control of the output of said rectification smoothing circuit by making it change according to the magnitude of the load by which the rate of the amount of excitation to the hard flow to the amount of excitation to the forward direction of said transformer T is connected to the output of said rectification smoothing circuit. The on-off period of Q2 becomes almost fixed by this, a switching frequency can be kept almost constant, and it can apply now to the power circuit where the range of fluctuation of a switching frequency was restrained.

[0045]

[Embodiment of the Invention] Drawing 1 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 1st operation gestalt. While T is a transformer and connecting the 1st switching circuit S1 and input power E in this drawing in the series circuit of the primary coil T1 and Inductor L at a serial, the 2nd switching circuit S2 and a series circuit with Capacitor C are connected to juxtaposition to the series circuit of the primary coil T1 and Inductor L. The rectification smoothing circuit which consists of rectifier diode Ds and a smoothing capacitor Co is established in the secondary coil T2 of Transformer T.

[0046] In drawing 1, the 1st switching circuit S1 is constituted from a parallel connection circuit of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1, and constitutes the 2nd switching circuit S2 from a parallel connection circuit of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2. Two bias-winding T3 and T four were prepared in Transformer T, and the control circuits 11 and 12 which control switching devices Q1 and Q2 are connected to bias-winding T3 and T four, respectively. Moreover, Capacitor Cs is connected to the rectifier diode Ds of a secondary at juxtaposition. A detector 14 detects the output current Io if needed [the output voltage Vo and if needed] which are supplied to a load. Although self-oscillation of the control circuit 11 is carried out by inputting the

generated voltage of bias-winding T3 and applying positive feedback to a switching device Q1, the detecting signal of a detector 14 is inputted through an insulating circuit if needed, and the ON time amount of Q1 is controlled by controlling the off timing of the 1st switching device Q1 according to a difference with reference voltage. A control circuit 12 inputs the generated voltage of bias-winding T4, and controls the ON time amount of Q2 by controlling the off timing of a switching device Q2. This control circuit 12 inputs the detecting signal of a detector 14 if needed, and controls the ON time amount of the 2nd switching device Q2. This ON time control of Q1 and Q2 is explained in full detail behind.

[0047] Both the above-mentioned control circuits 11 and 12 are controlled to insert the period which Q1 and Q2 turn off, and to be turned on/turned off by turns. According to this configuration, since it is not necessary to use an IC for switching control like a separate excitation oscillation mold flyback converter, for example, the configuration of control circuits 11 and 12 is attained in an easy circuit.

[0048] In addition, Inductor L expresses the leakage inductance of Transformer T as a circuit top component. However, in order to make resonance frequency (period) of the inductor L with Capacitor C into a predetermined value, Transformer T may carry out series connection of the inductor to the primary coil of a transformer independently.

[0049] Drawing 22 is the wave form chart of each part of a circuit shown in drawing 1. Hereafter, actuation of a circuit is explained with reference to drawing 1 and drawing 22. In drawing 22, the both-ends voltage waveform signal of Capacitors C1, C2, and Cs, and id1, id2 and is of the signal with which Q1 and Q2 express turning on and off of switching devices Q1 and Q2, and Vds1, Vds2 and Vs are switching circuits S1 and S2 and the current wave form signal of a rectifying device Ds, respectively.

[0050] It sets to 1 switching period Ts, and actuation of this circuit is time amount t1-t6. It can divide into five operating state. The actuation in each condition is shown below.

[0051] <Condition 1> t1 - the t2 switching device Q1 are turned on, input voltage is impressed to the primary winding of Transformer T, the primary winding current of Transformer T increases linearly, and excitation energy is stored in Transformer T. If a switching device Q1 carries out a turn-off by time amount t2, it will change in the condition 2.

[0052] <Condition 2> If t2 - the t3 switching device Q1 carry out a turn-off, the primary winding and Inductor L of Transformer T will

resonate with capacitors C1 and C2, will charge a capacitor C1, and will discharge a capacitor C2. Moreover, in a secondary, the secondary winding and Capacitor Cs of Transformer T resonate, and Capacitor Cs is discharged. The curve of the standup part of Vds1 is a part of sine wave by resonance with the inductor of C1, L, and the primary coil T1. About 90 degrees of falling parts of id1 are the wave of the phase progress to Vds1.

[0053] If the both-ends electrical potential difference Vds2 of a capacitor C2 descends and it becomes a zero electrical potential difference, diode D2 will flow and the turn-on of the switching device Q2 will be carried out. Zero electrical-potential-difference switching operation is carried out by this, and it changes in the condition 3. The curve of the falling part of Vds2 is a part of sine wave by resonance with the inductor of C2, L, and the primary coil T1. About 90 degrees of falling parts of id2 are the wave of the phase progress to Vds2. At this time, by the secondary, the both-ends electrical potential difference Vs of Capacitor Cs descends to a zero electrical potential difference, a rectifying device Ds flows, and it becomes zero electrical-potential-difference turn-on actuation. The curve of this falling part of Vs is a part of sine wave by resonance with Cs and the inductor of the secondary coil T2. Moreover, the broken-line part of is expresses the current which flows through Cs, when a rectifying device Ds is still an OFF state.

[0054] <Condition 3> In the t3 - t4 condition 3, diode D2 or a switching device Q2 flows, and Inductor L and Capacitor C begin resonance. At this time, by the secondary, a rectifying device Ds flows, emits the excitation energy stored in Transformer T from secondary winding, and is outputted through a rectification smoothing circuit. Since the current is which flows to a rectifying device Ds at this time serves as the value and analog which lengthened the exciting current i_m which decreases linearly to the resonance current id2 by the inductor L by the side of primary, and Capacitor C, it recovers from zero current and serves as a wave which has a sine wave-like curve. Therefore, this current is descends toward zero current, after current rate of change reaches the peak point used as zero. If the relation to $i_m = id2$ of the exciting current i_m and current id2 of a transformer becomes by time amount t4 and the secondary current is set to 0, a turn-off will be carried out, zero current turn-off actuation of a rectifying device Ds will be realized, and a rectifying device Ds will end a condition 3.

[0055] <Condition 4> If t4 - t5 rectifying device Ds turns off, in a primary side, resonance with Capacitor C and Inductor L will be

completed, only an exciting current i_m will flow by discharge of Capacitor C, and a condition 1 will excite Transformer T to hard flow. The current i_{d2} which lasts to t_5 from t_4 and which goes up linearly is the exciting current i_m .

[0056] <Condition 5> If a switching device Q2 carries out a turn-off by $t_5-t_6-t_5$, the primary winding and Inductor L of Transformer T will resonate with capacitors C1 and C2, will discharge a capacitor C1, and will charge a capacitor C2. Moreover, in a secondary, the secondary winding and Capacitor Cs of Transformer T resonate, and Capacitor Cs is charged.

[0057] If the both-ends electrical potential difference V_{ds1} of a capacitor C1 descends and it becomes a zero electrical potential difference, diode D1 will flow. At this time, the turn-on of the switching device Q1 is carried out by t_6 , zero electrical-potential-difference switching operation is realized, and a condition 5 is completed. At this time, by the secondary, the both-ends electrical potential difference V_s of Capacitor Cs rises from a zero electrical potential difference, and is clamped by the electrical potential difference of the sum of secondary coil electrical potential differences and output voltage.

[0058] The above actuation is performed per 1 switching period, and the following switching period also performs same actuation and repeats this actuation henceforth. According to the switching power supply circuit mentioned above, the turn-on of the switching devices Q1 and Q2 is carried out on a zero electrical potential difference, and in order to carry out the turn-off of the switching device Q2 near zero current, switching loss is reduced sharply. Moreover, the turn-on of the rectifying device Ds of a secondary is carried out by zero current, and the current wave form recovers from zero current comparatively steeply, the current wave form where it flows to a rectifying device since it becomes the wave which serves as zero current again and carries out a turn-off after reaching the peak point that the rate of change of a current serves as zero becomes square wave-like, a peak current value is held down low, an effective current value is reduced, and flow loss is reduced.

[0059] Drawing 2 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 2nd operation gestalt. Here, the 2nd switching circuit S2 and a series circuit with Capacitor C are connected to a serial to the primary coil T1 of a transformer, Inductor L, and input power E. If it compares with the circuit shown in drawing 1, it becomes the configuration that input power E was further connected to

the serial to the primary coil T1 of a transformer, Inductor L, the 2nd switching circuit S2, and the series circuit of Capacitor C, the current i_{d2} which flows to the 2nd switching circuit only comes to flow through input power, and the other operation effectiveness is the same as that of what was shown in drawing 1 so that clearly.

[0060] Drawing 3 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 3rd operation gestalt. In this switching power supply circuit, using bias-winding T3 of Transformer T in common, it constitutes so that control circuits 11 and 12 may control switching devices Q1 and Q2, respectively. That is, input the electrical potential difference of bias-winding T3 which generates the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation] on the electrical potential difference of the primary coil T1, when the electrical potential difference is for example, a forward electrical potential difference, Q1 is made to turn on, and Q2 is made to turn on when the generated voltage of bias-winding T3 is a negative electrical potential difference. Actuation which Q1 and Q2 turned on / turned off by turns by self-oscillation, and was shown in drawing 22 by this is performed. According to this circuit, there is no condition that both Q1 and Q2 turn on, it will be turned on/turned off by turns automatically, and the configuration of control circuits 11 and 12 becomes easy. And the transformer which prepared one bias winding can be used and miniaturization and low cost-ization can be attained.

[0061] Drawing 4 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 4th operation gestalt. This connects to a serial the 2nd switching circuit S2 shown in drawing 3 , and a series circuit with Capacitor C to the primary coil T1 of a transformer, Inductor L, and input power E. Therefore, circuit actuation is the same as that of the case of drawing 3 .

[0062] Drawing 5 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 5th operation gestalt. This circuit connects each end of bias-winding T3, the 1st switching circuit S1, and the 2nd switching circuit S2 in common. According to this configuration, control circuits 11 and 12 can be controlled now on the basis of potential common to the above, and become easy [the circuitry of control circuits 11 and 12].

[0063] Drawing 6 and drawing 20 are drawings showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 6th operation gestalt. A control circuit 15 turns on/controls [off] a switching device Q3 by this example according to the generated voltage of the secondary coil T2 of a transformer, using a switching device Q3 as a

rectifying device of a secondary. It detects synchronously by this circuit. Although drawing 6 is generally expressed, if MOS-FET is used as a rectifying device Q3 in drawing 6 as shown in drawing 20, flow loss will become small, and the loss in a rectifier circuit is reduced. In drawing 20, Ds is the parasitism diode of MOS-FET and Cs is the parasitic capacitance.

[0064] Drawing 7 and drawing 21 are drawings showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 7th operation gestalt. A control circuit 15 inputs the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation] into primary coil electrical potential differences generated in the bias winding T5 of Transformer T, and he is trying to control a switching device Q3 by this example. In addition, in this example, the 2nd switching circuit S2 and a series circuit with Capacitor C are connected to a serial to the primary coil T1 of a transformer, Inductor L, and input power E. Although drawing 7 is generally expressed, if MOS-FET is used as a rectifying device Q3 in drawing 7 as shown in drawing 21, flow loss will become small, and the loss in a rectifier circuit is reduced. In drawing 21, Ds is the parasitism diode of MOS-FET and Cs is the parasitic capacitance.

[0065] Drawing 8 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 8th operation gestalt. This circuit was divided into two parts which show the primary coil T1 of Transformer T with number of turns N1 and N2, connected that split output to one edge of a switching circuit S2, and has connected the edge of the primary coil T1 to the edge of a switching circuit S1. When the electrical potential difference of input power E is set to V_{in} and the number of turns of V_o and the secondary coil T2 are set to N_s for output voltage here, the both-ends electrical potential difference of a switching circuit S1 is expressed with $V_{in+} (V_o/N_s) (N1+N2)$, and the both-ends electrical potential difference of a switching circuit S2 is expressed with $V_o-N1/N_s+V_{in-}N1/(N1+N2)$.

[0066] Therefore, the electrical potential difference impressed to switching circuits S1 and S2 changes by changing the number of turns of the above N1 and N2. The switching device of low pressure-proofing can be used for a switching device Q2, so that it follows, for example, N1 is made small, when $N1+N2$ is fixed.

[0067] Drawing 9 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 9th operation gestalt. This circuit has connected the 2nd switching circuit S2 and a series circuit with Capacitor C to a primary coil, Inductor L, and input power E at the

serial. The operation effectiveness is the same as that of the case of drawing 8 .

[0068] Drawing 10 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 10th operation gestalt. In this example, the dividing point of the primary coil T1 was connected to the one side edge of the 1st switching circuit S1, and the edge of the primary coil T1 is connected to the edge of the 2nd switching circuit S2. In this case, the both-ends electrical potential difference of S1 serves as $V_{in}+V_o-N_1/N_s$, and the electrical potential difference of switching circuit S2 both ends is set to $V_o(N_1+N_2)/N_s+V_{in-}(N_1+N_2)/N_1$. Therefore, the thing of low pressure-proofing can be used as the 1st switching device Q1, so that fixed, then N1 are made small for N1+N2.

[0069] Drawing 11 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 11th operation gestalt. The switching circuit S2 and the series circuit with Capacitor C are made to be connected to a serial with the primary coil T1 of a transformer, Inductor L, and input power E. The operation effectiveness is the same as that of what was shown in drawing 10 .

[0070] Drawing 12 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 12th operation gestalt. In this circuit, primary coil T1' different from the primary coil T1 was prepared in Transformer T, and the 2nd switching circuit 2 and Capacitor C are connected to a serial to primary coil T1' of **, and Inductor L. Ns, then the both-ends electrical potential difference of a switching circuit S1 are [number of turns / of the primary coil T1] $V_{in}+V_o-N_1/N_s+V_{in-}N_2/N_1$ about the number of turns of the 2 or secondary N coil T2 in the number of turns of N1 and other primary coil T1', and the both-ends electrical potential difference of a switching circuit S2 is V_o-N_2/N_s . Therefore, the applied voltage to switching devices Q1 and Q2 is changeable by setting up the turn ratio of the primary coil T1 and T1'.

[0071] Drawing 13 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 13th operation gestalt. Here, the secondary is directly linked the primary side as a transformer T, using coil T1 part as an inductor. constituting the switching power supply circuit of a non-insulating mold in this way in the case of a switching power supply circuit without the need of insulating a secondary a primary side -- a small transformer (inductor) -- it can use -- moreover, electromagnetism -- since conversion efficiency also increases, a small and efficient switching power supply circuit is obtained by the whole.

[0072] Drawing 14 is drawing showing the configuration of the switching

power supply circuit concerning the 14th operation gestalt. In this example, the 2nd switching circuit S2 and a series circuit with Capacitor C are established in the location connected to a serial to the inductor, Inductor L, and input power E which are shown by T1. The operation effectiveness of this circuit is the same as that of the case of drawing 13 .

[0073] Drawing 15 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 15th operation gestalt. Control circuits 11 and 12 turn on/control [off] them by this example by controlling the electrical potential difference between the source-gates of Q1 and Q2, respectively, using MOS-FET as switching devices Q1 and Q2. In this case, the parasitism diode of MOS-FET can be used as it is, and, as for diodes D1 and D2, capacitors C1 and C2 can also use the parasitic capacitance of MOS-FET. Moreover, in order to increase the electrostatic capacity of capacitors C1 and C2, the capacitor as another components may be connected to juxtaposition. The parasitic capacitance of rectifier diode Ds may be used as it is also about the capacitor Cs which carried out parallel connection to the rectifier diode Ds of a secondary, and since electrostatic capacity is increased, another capacitor may be connected to juxtaposition.

[0074] Drawing 16 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 16th operation gestalt. In this example, the 2nd switching circuit S2 and a series circuit with Capacitor C are established in the location connected to a serial to the inductor, Inductor L, and input power E which are shown by T1. The operation effectiveness of this circuit is the same as that of the case of drawing 15 .

[0075] Drawing 17 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 17th operation gestalt. In this example, the two output sections of the secondary coil T2 of a transformer were prepared, and rectifier diode Ds, Ds', and a smoothing capacitor Co and Co' are prepared in each. Moreover, Capacitor Cs and Cs' are connected to juxtaposition at rectifier diode Ds and Ds'. In addition, Capacitor Cs and Cs' may be used independently, respectively, and may be combined and used. And he detects the output voltage of 2-2', and is trying for a control circuit 11 to control the ON time amount of a switching device Q1 by this example. Therefore, stabilization output voltage is obtained as output voltage Vo between 2-2'. Moreover, metastable output voltage is obtained by terminal 2'-2".

[0076] Drawing 18 is drawing showing the example of the fluctuation property of output voltage Vo' to fluctuation of load current Io'. In

this drawing, the property of a ringing choke converter with the former common [a broken line] and a continuous line are the properties of the power circuit shown in drawing 17 . Thus, in the circuit shown in drawing 17 , Inductor L resonates with Capacitor C, and since energy loss is low stopped by contributing to regeneration actuation, fluctuation of output voltage V_o' to fluctuation of load current I_o' becomes small compared with the conventional multi-output mold ringing choke converter.

[0077] Drawing 19 is drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 18th operation gestalt. Although the basic configuration is the same as that of the circuit shown in drawing 1 , in this example, a capacitor C_3 , C_3'' , and C_3' are connected to juxtaposition to the series circuit of the primary coil T_1 and Inductor L between the secondary coils T_2 between the primary coils T_1 of Transformer T. The above-mentioned resonance frequency can be defined with the capacity of these capacitors C_3 , C_3' , and C_3'' , without changing C_1 , C_2 , and C_s , since C_3 and C_3' affect the resonance conditions by capacitors C_1 and C_2 , Inductor L, and the primary coil T_1 here and capacitor C_3'' affects the resonance conditions of the secondary coil T_2 and Capacitor C_s . In addition, these capacitors C_3 , C_3' , and C_3'' may be used independently, respectively, and may be combined.

[0078] Now, in the circuit shown in each above-mentioned operation gestalt, the actuation which attains stabilization of output power (output voltage) is explained below. The wave of operation covering 1 switching period of the current i_{d1} of a switching device Q_1 is first shown in drawing 25 . In drawing 2525 The excitation period (t_1-t_2) to the forward direction of Transformer T T_{on1} , the 1st resonance period which the coil electrical potential difference of a transformer reverses (t_2-t_3) The period when T_{d1} and the stored excitation energy are emitted (t_3-t_4) The energy excited to the hard flow of T_{d2} and Transformer T in the 2nd resonance period (t_5-t_6) when T_{off2} and the coil electrical potential difference of a transformer reverse T_{off1} and the excitation period (t_4-t_5) to the hard flow of Transformer T sets to T_{on2} the regeneration period (t_6-t_7) revived by input power. Since there is no change in energy of T_{d1} and T_{d2} resonance periods only by energy changing at this time, if regeneration energy revived [output power / energy / P_o and / to the forward direction of Transformer T / excitation] by P_2 and input power in P_1 and the excitation energy to the hard flow of Transformer T is set to P_3 , the excitation energy P_2 to the hard flow of Transformer T will turn into the regeneration energy P_3 revived by input power. Therefore, the excitation energy P_2 and the

regeneration energy P3 to hard flow are equal, and the following equality is realized.

[0079] [formula 1] $P_o = P1 - P2 = P1 - P3$ -- here, in input voltage, when L_m and a switching period are set with T and power conversion effectiveness is set with eta, Energy P1, P2, and Po is expressed [inductance / of Vin and the primary coil of Transformer T] with the following relation.

[0080]

[formula 2] $P1 = T(Vin - Ton1) 2 / 2$ -- L_m [a formula 3] $P2 = T(Vin - Ton2) 2 / 2$ -- L_m [a formula 4] $Po = T - Vin 2$ and $(Ton12 - Ton22) \eta / 2 L_m$, when N_p and the number of secondary coils are set [output voltage] for V_o and the number of primary coils of Transformer T with N_s , V_o is expressed below in output voltage again.

[0081]

[Formula 5] $V_o = (N_s - Ton1, Vin) / (N_p - Toff1) = (N_s - Ton2, Vin) / (N_p - Toff2)$ For control of the output voltage to fluctuation of input voltage Vin , by controlling the ON time amount of a switching device Q1, $Ton1$ and $Toff1$ are controlled and the electrical potential difference of an output is controlled from these formulas. Moreover, to fluctuation of output power (output current), output voltage is controlled from a formula 4 by controlling $Ton1$, i.e., the ON time amount of a switching device Q1, or $Ton2$, i.e., the ON time amount of a switching device Q2, or controlling the both sides. Here, $Ton1/Toff1$ and $Ton2/Toff2$ are determined by the formula 5 by output voltage V_o , input voltage Vin and the winding ratio N_s of a transformer/ N_p .

[0082] The switching frequency f is $f = 1 / (Ton + Toff) = 1 / (Ton1 + Ton2 + Toff1 + Toff2 + Td1 + Td2)$.

Since it can express, it is from this formula and formula 5 [a formula 6]. $f = 1 / [(1 + (N_s - Vin) / (N_p - V_o)) (Ton1 + Ton2) + Td1 + Td2]$

It can express.

[0083] Here, the ON time amount of a switching device Q2 is controlled, when making excitation time amount $Toff2$ to the hard flow of Transformer T into the minimum time amount (fixed time amount) required in order to realize zero electrical-potential-difference switching operation, $Toff2$ and $Ton2$ become about 1 constant value decided by the inductance L_m of input voltage Vin and capacitors $C1$ and $C2$, and the primary coil $T1$ of a transformer, and $Ton1$ is controlled according to the magnitude of a load. (A) of drawing 22 shows the example of abbreviation of change of the current $id1$ in that case. However, the period of $Td1$ and $Td2$ is omitted in drawing 22, and the exciting current im is expressed in the broken line as drawing 24 by making hard flow forward. Thus, making excitation time amount $Toff2$ to the hard flow of Transformer T into the minimum

time amount (fixed time amount), a control circuit 11 controls the ON time amount of a switching device Q1 so that a load becomes heavy, and the ON time amount Ton1 of a switching device Q1 becomes long. At this time, a control circuit 12 is controlled so that the excitation time amount Toff2 to the hard flow of Transformer T turns into the above-mentioned minimum time amount in a switching device Q2 synchronizing with a switching device Q1. It turns out that a switching frequency is decided from a formula 6 at this time, an abbreviation inverse proportion is carried out and a switching frequency becomes high at Ton1, so that a load becomes light since Ton2, Td1, and Td2 become about 1 constant value decided by each resonance frequency. However, the switching frequency f2 in the conventional RCC makes the change width of face of this switching frequency correspond with a formula 6 as compared with the conventional RCC, and it is expressed with the following formulas.

[0084]

[Formula 7] By the switching control method shown in (A) of drawing 22 so that clearly, if $f2=1/\{1+(Ns-Vin)/(Np-Vo)\}$ Ton1 formula 6 was compared with a formula 7, increase of the switching frequency at the time of a light load is controlled by having established time amount Ton2, Td1, and Td2 as compared with the conventional method. The above-mentioned time amount Td1 and Td2 is established by having connected Capacitor Cs to the rectifying device at juxtaposition, and the period which discharges Capacitor Cs to a zero electrical potential difference by the energy to which Td1 is emitted from a secondary, and Td2 are periods charged to the sum of output voltage and secondary coil electrical potential differences. This period is only transition of energy and has controlled the rise of the switching frequency at the time of a light load by establishing this period as compared with the conventional RCC method.

[0085] Drawing 23 is drawing showing the relation of the output power (current) and switching frequency by operation of the above-mentioned control circuit 11. In this drawing, the property by the method having shown A in (A) of drawing 22 and D are the properties of the conventional RCC. Thus, by the conventional RCC method, although an output and a switching frequency serve as relation of an abbreviation inverse proportion, with the control system shown in (A) of drawing 22 , fluctuation of a switching frequency is small suppressed compared with the conventional RCC.

[0086] Although a switching frequency is changed according to the switching control method shown in (A) of drawing 22 , diode D1 hardly

flows but can disregard flow loss of diode D1, and reverse recovery loss. Moreover, since the peak current value at the time of the turn-off of a switch Q1 is small at the time of a light load, flow loss of switching devices Q1 and Q2 and flow loss of Transformer T, and flux reversal width of face are small. For this reason, it becomes possible to operate efficient from a light load to heavy loading.

[0087] Furthermore, output power (current) can also be controlled in each operation gestalt mentioned above, being able to set a switching frequency as almost constant. That is, from a formula 6, by seting $(Ton1+Ton2)$ almost constant, a switching frequency is set almost constant and output voltage is controlled by changing the ratio of $Ton1$ and $Ton2$ from a formula 5. (C) of drawing 22 shows the example of abbreviation of change of the current $id1$ in that case. Thus, the rate to $Ton2$ of $Ton1$ is enlarged, so that a load becomes heavy. That is, a control circuit 11 controls the ON time amount $Ton1$ of a switching device Q1, and it is made to become fixed [output voltage] according to the magnitude of a load, and although a switching device Q2 is made to turn on and off synchronizing with a switching device Q1, a control circuit 12 is controlled irrespective of the magnitude of a load by making regularity ON time amount $Toff$ of a switching device Q2 so that $Ton+Toff$ becomes fixed. In drawing 23 , C is a property by the method shown in (C) of drawing 22 . Thus, in the control system shown in drawing 22 (C), a switching frequency becomes fixed regardless of the magnitude of a load.

[0088] However, by this switching control method, when a load is light, the peak current value at the time of the turn-off of a switch Q1 etc. is large, the switching loss of switching devices Q1 and Q2 and flow loss are large, and the flux reversal width of face of Transformer T serves as max continuously, and loss of a transformer is large.

[0089] Then, the method which controls $Toff$ according to the magnitude of a load so that above $Toff2$ becomes fixed, The method which controls $Toff$ uniformly irrespective of the magnitude of a load is combined. When a load is light In the load range in which output voltage is controlled, and increase of a switching frequency is controlled, and fluctuation of a switching frequency does not pose a problem by changing the ratio of $Ton1$ and $Ton2$ Making $Toff2$ into the minimum, ON time amount $Ton1$ of a switching device Q1 is lengthened, and output voltage is controlled, so that a load becomes heavy. (B) of drawing 22 shows the example of abbreviation of change of the current $id1$ in that case. Moreover, B in drawing 23 shows the relation of fluctuation of the switching frequency to the magnitude of the load in that case. Thus, in the control system

shown in drawing 22 (B), the in-between property of the method of A and C shown in this drawing is shown, and it becomes possible to make it operate with sufficient balance efficient from a light load to heavy loading, controlling fluctuation of a switching frequency.

[0090] In addition, in the control system shown in (A) of drawing 22 , although it controls the ON time amount Toff of Q2 according to the output current in setting Toff2 constant by the minimum time amount irrespective of the magnitude of a load, for that purpose, the magnitude of a load is detected. For example, the detector 14 shown in drawing 1 detects the output current Io in addition to output voltage Vo, and it controls the off-timing of Q2 so that a control circuit 12 serves as time amount of the minimum [Toff /2] in response to the detecting signal. Moreover, what is necessary is in the case of the control system which makes Toff regularity, to establish a time constant circuit in a control circuit 12, and just to constitute a circuit so that the time amount by the turn-off may become always fixed from the turn-on of Q2 as shown in (C) of drawing 22 .

[0091]

[Effect of the Invention] In order according to invention concerning claims 1 and 2 to carry out the turn-on of the switching devices Q1 and Q2 on a zero electrical potential difference and to carry out the turn-off of the switching device Q2 near zero current, Switching loss is reduced sharply and the turn-on of the rectifying device Ds of a secondary is carried out by zero current. And the current wave form recovers from zero current comparatively steeply, since it becomes zero current again and becomes a wave near the square wave which carries out a turn-off after reaching the peak point that the rate of change of a current serves as zero, a peak current value is held down low, an effective current value is reduced, and flow loss is reduced.

[0092] According to invention concerning claim 3, two switching devices Q1 and Q2 from which a grand level differs can be insulated and driven, and since it is not necessary to insulate using a pulse transformer, a photo coupler, etc., low cost-ization can be attained. Moreover, a switching device Q2 can be easily driven synchronizing with a switching device Q1 by using the voltage waveform mostly proportional to primary coil electrical potential differences of Transformer T. Moreover, the period when both the switching devices Q1 and Q2 of both become off can be established easily, and destruction by coincidence ON of two switching devices Q1 and Q2 can be prevented. Furthermore, since it is not necessary to use IC for carrying out switching control of the switching devices Q1 and Q2 by separate excitation oscillation, a

switching control circuit is not complicated but low cost-ization can be attained to the whole.

[0093] In order according to invention concerning claim 4 not to need two bias windings but to only use one bias winding, a transformer [that it is small and low cost] will be used, and a switching power supply circuit [that it is small and low cost] is obtained by the whole.

[0094] When according to invention concerning claim 5 flow loss in a secondary rectifier circuit can be reduced and a field effect transistor is used as a switching device, the parasitism diode and parasitism capacitor can be used effectively, and components mark can be reduced.

[0095] According to invention concerning claim 6, since the applied voltage to switching devices Q1 and Q2 is determined by the split ratio of the primary coil of a transformer, design range, such as pressure-proofing required of switching devices Q1 and Q2 by setup of the above-mentioned split ratio, is expanded.

[0096] According to invention concerning claim 7, since the applied voltage to two switching devices Q1 and Q2 is determined by the turn ratio with the primary coil which formed independently the primary coil connected to a serial at input power, and this primary coil, the pressure-proofing required of Q1 and Q2 by the design of the above-mentioned turn ratio can be defined, and the design range can be expanded.

[0097] According to invention concerning claim 8, it can become the switching power supply circuit of a non-insulating mold, a small inductance component can be used, a miniaturization can be attained to the whole, and the conversion loss accompanying electromagnetic-energy conversion is also reduced, and efficient-ization can be attained to the whole.

[0098] According to invention concerning claim 9, the parasitism diode and the parasitism capacitor of a field effect transistor can be used effectively, and components mark can be reduced.

[0099] Components mark are not only reduced, but according to invention concerning claim 10, since Inductor L is used for resonance actuation of energy, it can reduce the energy loss by the leakage inductance of a transformer.

[0100] According to invention concerning claim 11, components mark are reduced and small low cost-ization can be attained.

[0101] According to invention concerning claim 12, the switching power supply circuit of many outputs is constituted, the output which direct feedback requires among these outputs turns into a stable output, other outputs turn into a metastable output, but since the energy accumulated

in Inductor L is revived by input power, without being lost, the electrical-potential-difference stabilization characteristics by the load effect are improved also about a metastable output.

[0102] According to invention concerning claim 13, the capacitor connected to juxtaposition to the series circuit of the capacitor connected between the primary coils of a transformer or primary winding, and said inductor L Acting on the capacitor C1 and the 2nd switching element Q2 by which parallel connection was carried out to the 1st switching device Q1 like the capacitor C2 connected to juxtaposition, the capacitor connected between the secondary coils of a transformer acts like the capacitor Cs by which parallel connection was carried out to the rectifying device Ds. Therefore, the resonance conditions in a primary transformer side or a secondary can be defined.

[0103] According to invention concerning claims 14 and 15, switching devices Q1 or Q2 carry out zero electrical-potential-difference turn-on actuation, and the switching loss at the time of a turn-on is reduced.

[0104] According to invention concerning claim 16, a switching device Q2 carries out about 0 current turn-off actuation, and the switching loss at the time of a turn-off is reduced.

[0105] In order not to accompany the current which flows to a rectifying device Ds by the abrupt change according to invention concerning claim 17, switching loss and reverse recovery loss are reduced. Moreover, when a peak current value becomes small, effective current is reduced and flow loss is reduced.

[0106] According to invention concerning claim 18, it is not accompanied by change with the steep both-ends electrical potential difference of Capacitor Cs, but the switching loss and reverse recovery loss of a rectifying device Ds are reduced.

[0107] According to invention concerning claim 19, the flow loss by the current which flows in a circuit, and loss of a transformer can be reduced, and it can be made to operate efficient from a light load to heavy loading.

[0108] According to invention concerning claim 20, change width of face of a switching frequency can be relatively made small, and it can be made to operate efficient from a light load to heavy loading.

[0109] According to invention concerning claim 21, a switching frequency can be kept almost constant and it can apply now to the power circuit where the range of fluctuation of a switching frequency was restrained.

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 1st operation gestalt

[Drawing 2] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 2nd operation gestalt

[Drawing 3] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 3rd operation gestalt

[Drawing 4] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 4th operation gestalt

[Drawing 5] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 5th operation gestalt

[Drawing 6] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 6th operation gestalt

[Drawing 7] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 7th operation gestalt

[Drawing 8] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 8th operation gestalt

[Drawing 9] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 9th operation gestalt

[Drawing 10] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 10th operation gestalt

[Drawing 11] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 11th operation gestalt

[Drawing 12] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 12th operation gestalt

[Drawing 13] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 13th operation gestalt

[Drawing 14] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 14th operation gestalt

[Drawing 15] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 15th operation gestalt

[Drawing 16] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 16th operation gestalt

[Drawing 17] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 17th operation gestalt

[Drawing 18] Drawing showing the example of change of the output voltage to the output current in drawing 17

[Drawing 19] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 18th operation gestalt

[Drawing 20] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 6th operation gestalt

[Drawing 21] Drawing showing the configuration of the switching power supply circuit concerning the 7th operation gestalt

[Drawing 22] Drawing showing the example of change of the current idl over the magnitude of a load

[Drawing 23] Drawing showing the example of change of the switching frequency to the output current

[Drawing 24] Drawing showing the example of a voltage-current wave of each part in each operation gestalt

[Drawing 25] Drawing showing the wave-like example of the current idl in 1 switching period

[Drawing 26] Drawing showing the example of a configuration of the conventional ringing choke converter

[Drawing 27] Drawing showing the wave of each part in drawing 26

[Description of Notations]

The Q1-1st switching device

The Q2-2nd switching device

The S1-1st switching circuit

The S2-2nd switching circuit

Ds-rectifying device

Cs-capacitor

C-capacitor

[Translation done.]

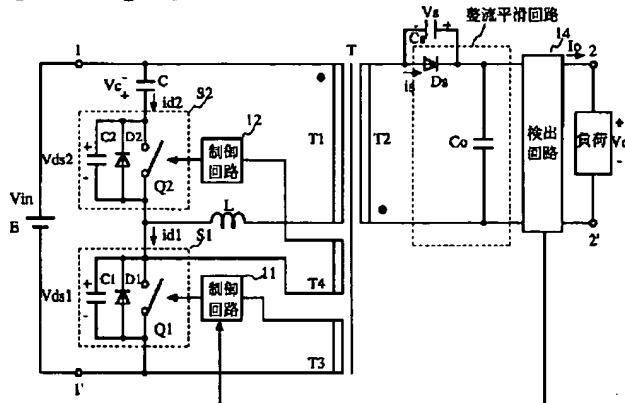
* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.

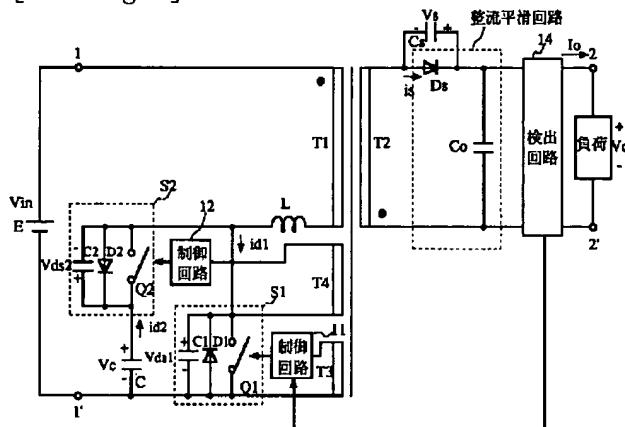
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

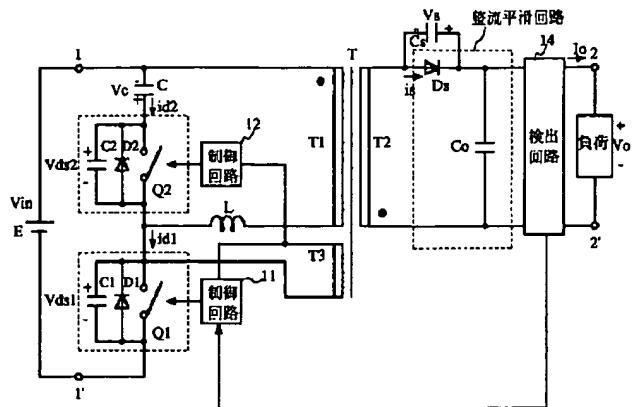
[Drawing 1]



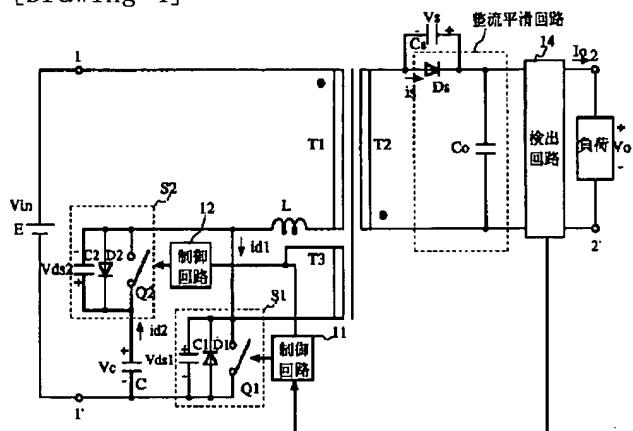
[Drawing 2]



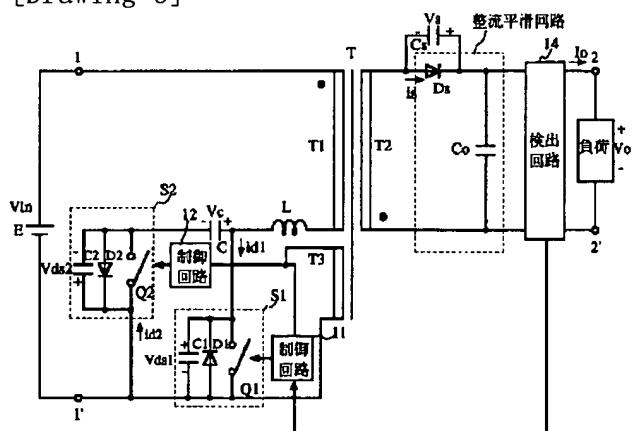
[Drawing 3]



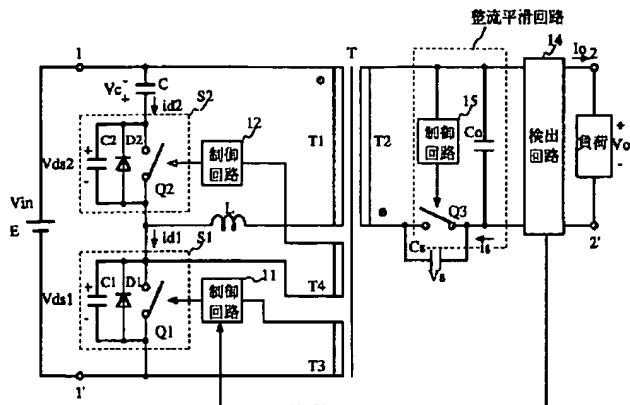
[Drawing 4]



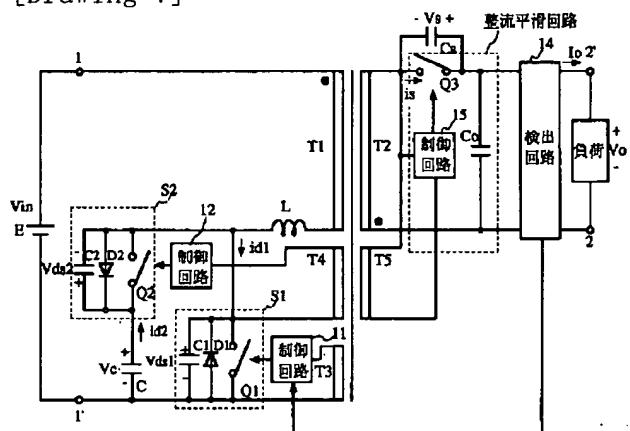
[Drawing 5]



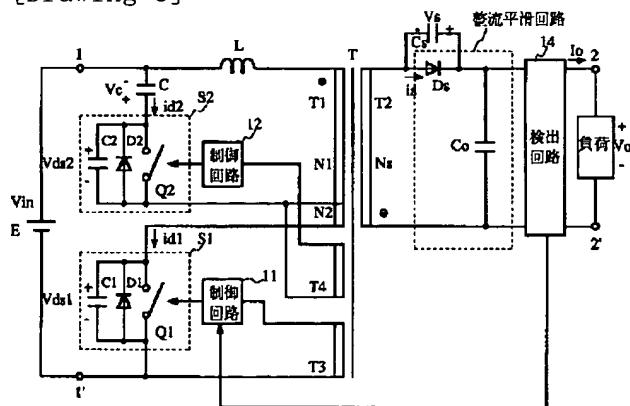
[Drawing 6]



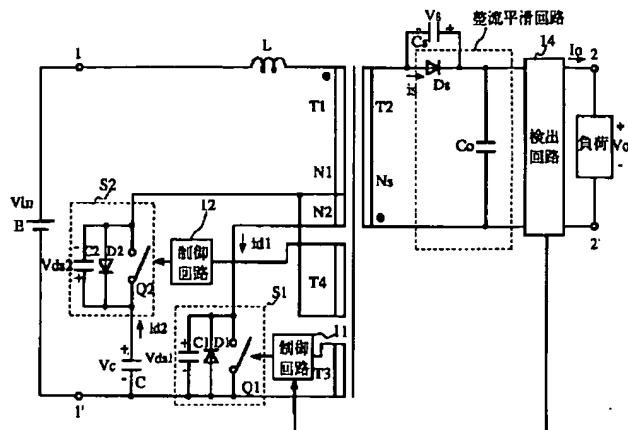
[Drawing 7]



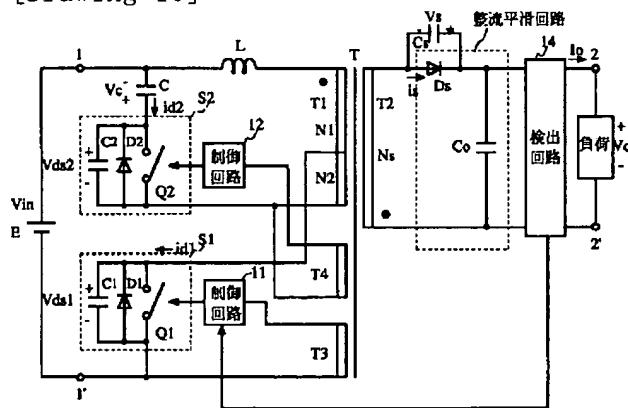
[Drawing 8]



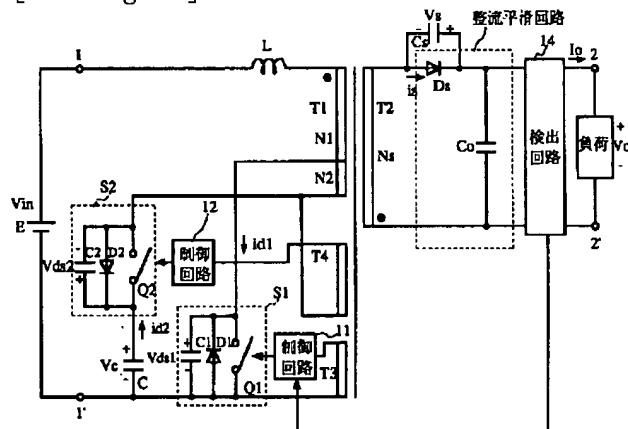
[Drawing 9]



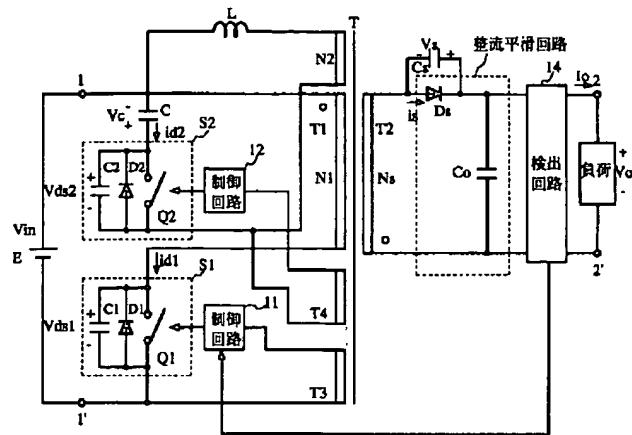
[Drawing 10]



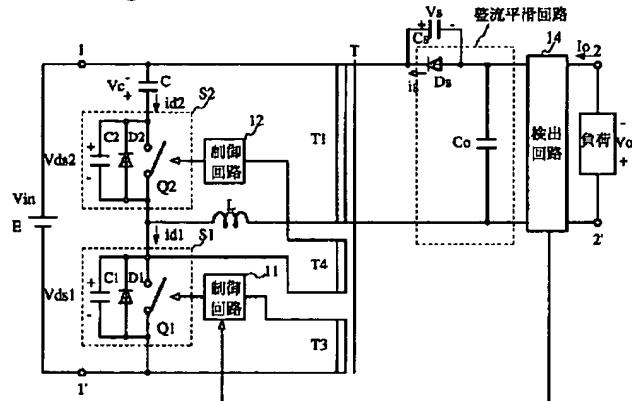
[Drawing 11]



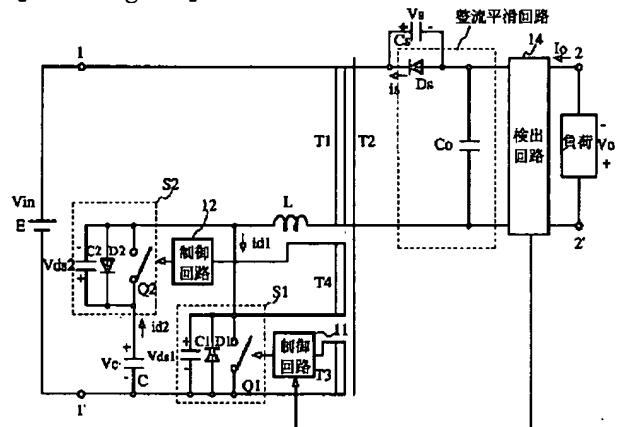
[Drawing 12]



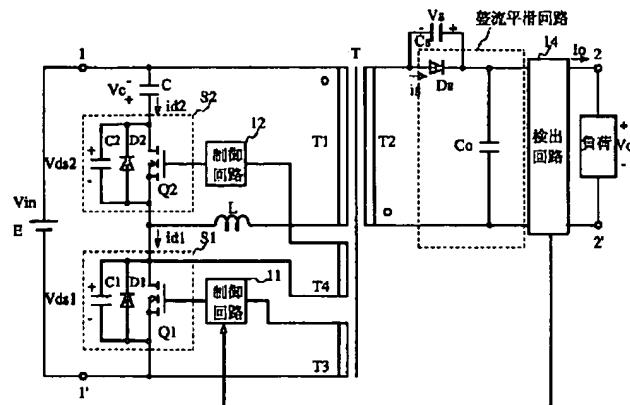
[Drawing 13]



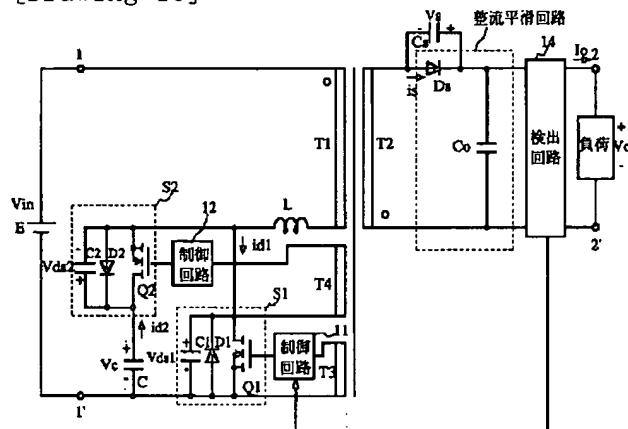
[Drawing 14]



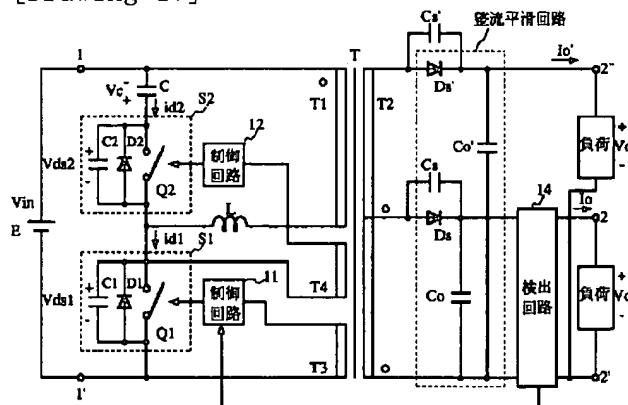
[Drawing 15]



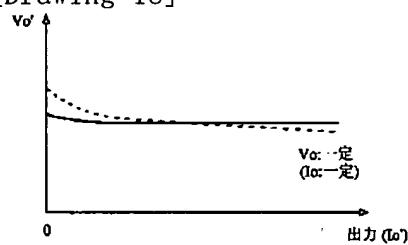
[Drawing 16]



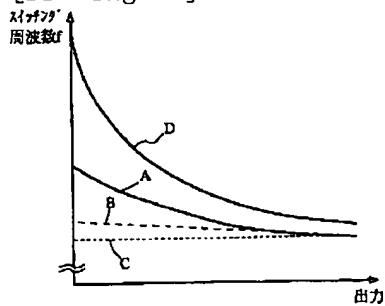
[Drawing 17]



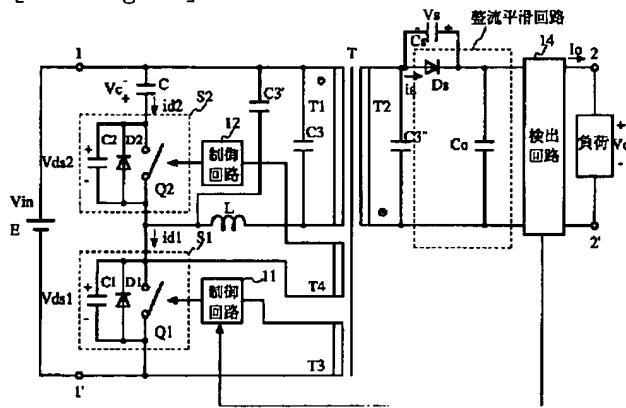
[Drawing 18]



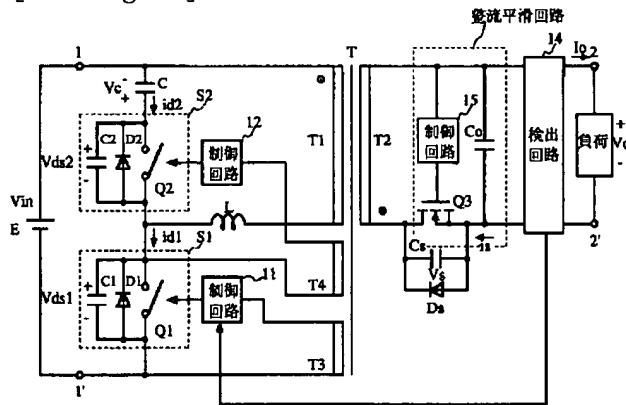
[Drawing 23]



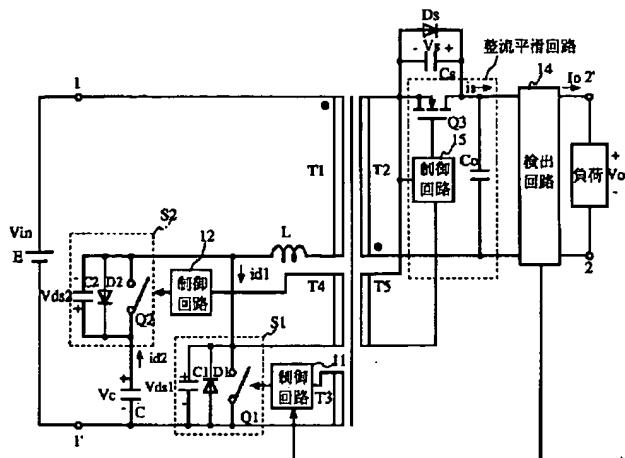
[Drawing 19]



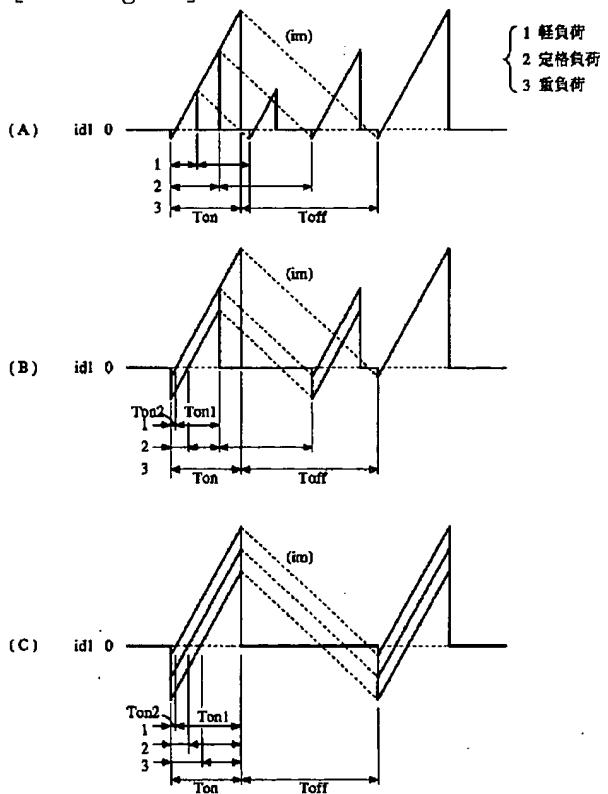
[Drawing 20]



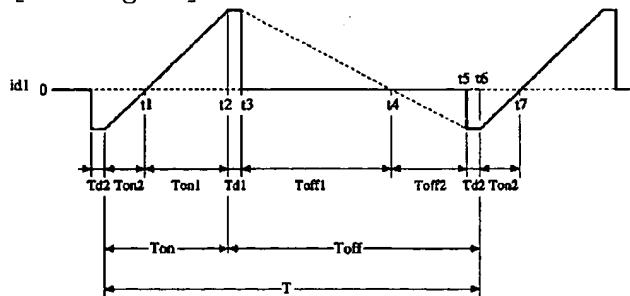
[Drawing 21]



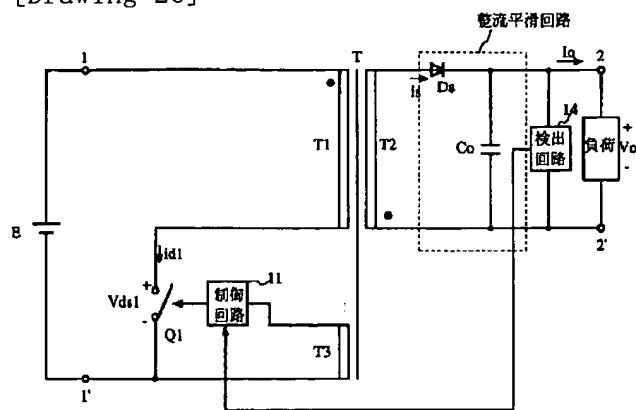
[Drawing 22]



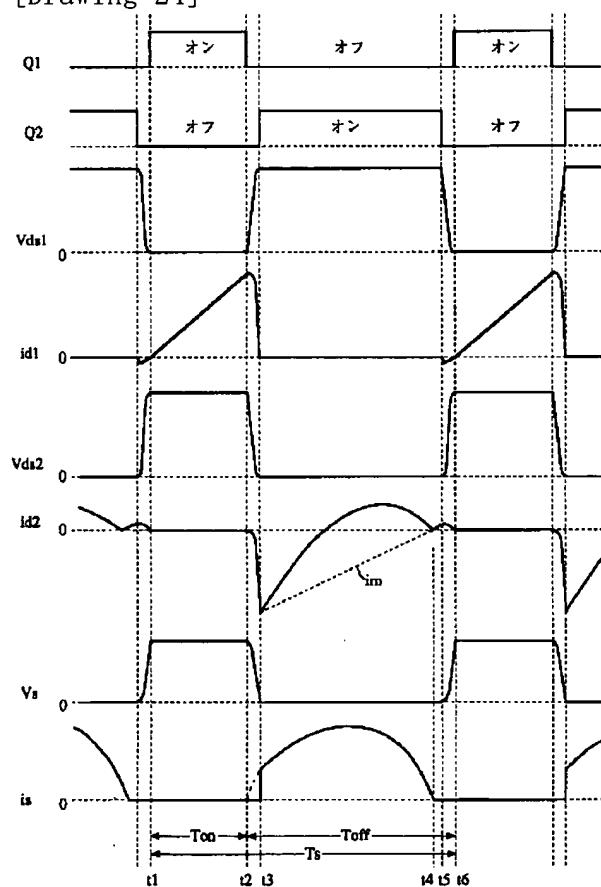
[Drawing 25]



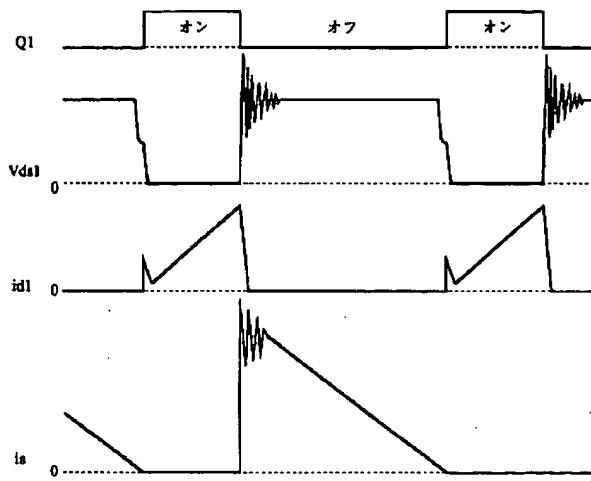
[Drawing 26]



[Drawing 24]



[Drawing 27]



[Translation done.]

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.